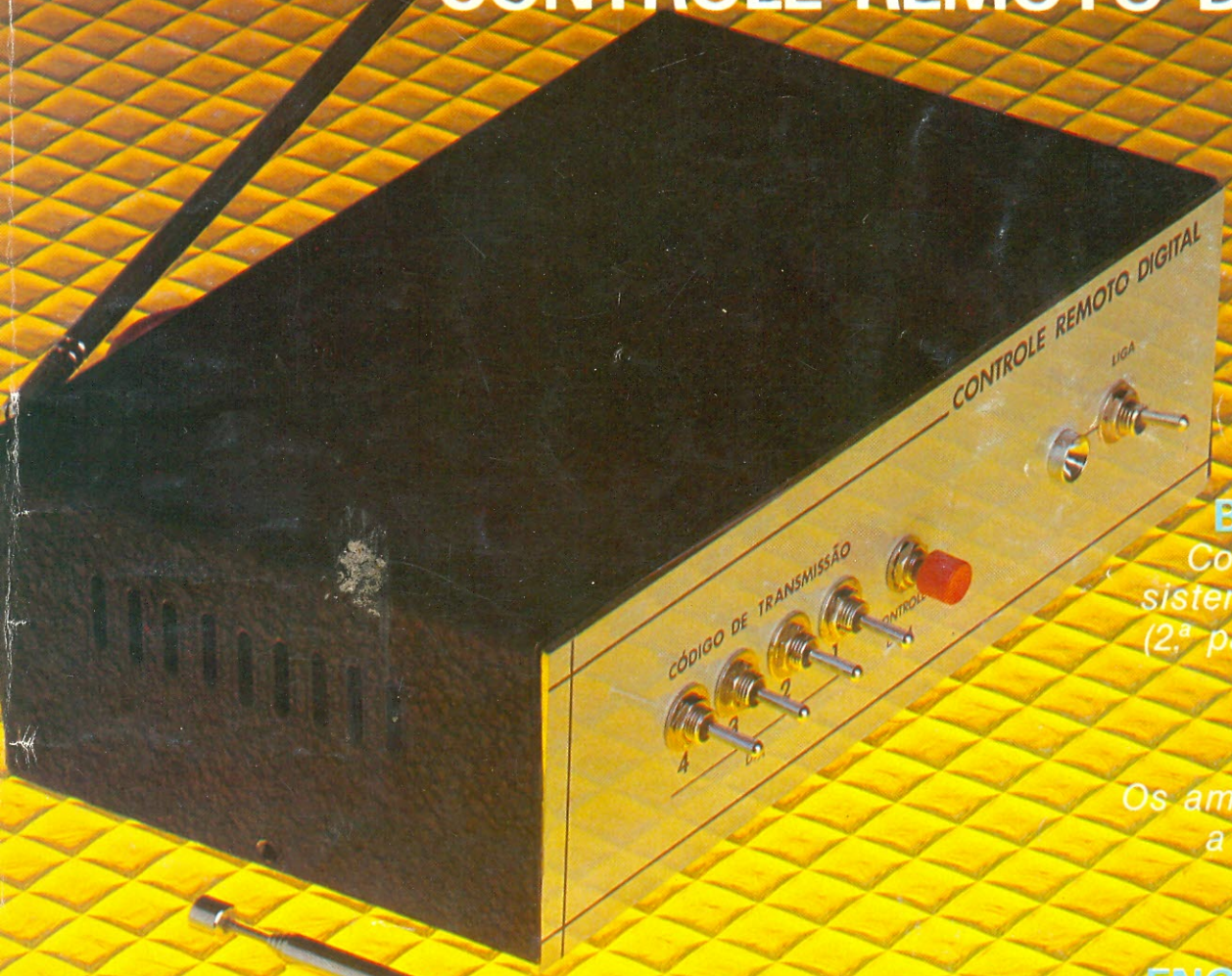
NOVA ELETRONICA

ANO IX — Nº 106 — DEZEMBRO — Cr$ 12.500

ACIONAMENTO EM 4 CANAIS COM ESTE
CONTROLE REMOTO DIGITAL



BANCADA
Como projetar sistemas digitais (2.ª parte: CMOS)

ÁUDIO
Os amplificadores a válvula dos anos 80

ENGENHARIA
Análise de Fourier por computador

CURSO
Telefonia Básica Conclusão

ÍNDICE GERAL DE 1985

SOM EM ALTA FIDELIDADE NOVIK para você montar

MIDRANGES
Nas freqüências médias, localiza-se a parte nobre do espectro musical, como por exemplo a voz humana. As freqüências são reproduzidas em alta-fidelidade, sem distorções ou desequilíbrios.

DIVISORES DE FREQÜÊNCIA
Fabricados em duas versões: 2 ou 3 canais mods.: ND2BR e ND3BR. Com perfeita regulagem, dispensam o ajuste manual. O máximo em qualidade.

WOOFERS
Alta compliancia.
Soberba resposta dos transientes pelo seu bom projetado sistema magnético.
Perfeito funcionamento em todos os níveis.

TWEETERS
De ampla dispersão angular.
Agudos claros e suaves que se extendem além da faixa audível.

"Os graves da Suspensão Acústica e a eficiência do Bass-Reflex"

SISTEMAS D.O.S.
DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e aferido por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som da **NOVIK**

GRÁTIS!!

7 VALIOSOS PROJETOS DE 6" A 15" E DE 40 A 150W

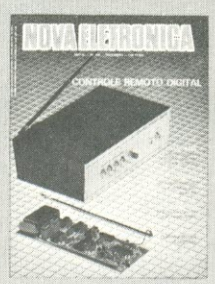
Solicite no revendedor NOVIK ou escreva p/Cx. Postal 7483 - S. Paulo 1000.

A MAIOR POTÊNCIA EM ALTO-FALANTE

alto-falantes NOVIK

NOVA ELETRONICA

CAPA



Em sua nova versão, o controle remoto digital emprega cristal e circuitos PLL, tornando-se mais estável e fácil de ajustar. É o sistema ideal para comando à distância, seja para modelos terrestres ou aquáticos, seja para acionamento de máquinas. Dispõe de 4 canais independentes e permite transmitir em 3 velocidades.

ÁUDIO

Válvulas x transistores 10
Saiba porque a amplificação valvular continua sendo apreciada em vários países

Discos 16

Novos equipamentos de som 18
Dois lançamentos da Micrologic para audiófilos exigentes

VÍDEO

TV-Consultoria 24

PRÁTICA

Conheça os operacionais pela prática — Parte VI 30

Controle remoto digital — Parte I .. 36

ENGENHARIA

Análise de Fourier por computador 44
Veja como o micro pode ajudá-lo nessa técnica, através de programas geradores de gráficos

A tecnologia dos integrados CMOS — 10.ª parte 52

BANCADA

Diodos "especiais" — 1.ª parte 60
Uma série sobre todos os diodos menos conhecidos. Para começar, as unidades de alta freqüência

Como projetar sistemas digitais — 2.ª parte 64
Concluindo o tema, informações preciosas sobre a concepção de circuitos empregando integrados CMOS

Detector de proximidade para metais 72
Uma montagem simples, que pode ser utilizada como localizador de eletrodutos ou como detector industrial

PY/PX

Os enganos da máxima transferência de potência 78

Posto de Escuta 80

ÍNDICE GERAL DE 1985 82

CURSO

Telefonia Básica — Conclusão

SEÇÕES

Cartas 4
Notas nacionais 6
Notas internacionais 8
Classificados 88

Capa: Luiz Vellez (Brilho Estúdio)

EDITELE

EDITOR E
DIRETOR RESPONSÁVEL
Leonardo Bellonzi

NOVA ELETRONICA

EDITOR TÉCNICO
Juliano Barsali
Redação: José Américo Dias, Elisabeth Ng (secretária)
tel.: 240-8305
Colaboradores
Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal, Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio César Dias Baptista, David Marco Risnik, Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo, José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma, Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann
Correspondentes
Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrone (Milão)

PRODUÇÃO EDITORIAL
Sonia Aparecida da Silva

REVISÃO
Sueli A. Mazze Cerchiaro

DEPARTAMENTO DE ARTE
Diagramador: Tah Kim Chiang
Assistentes: Eda Carvalho Ovalle (desenhista), Sueli Andreato

PRODUÇÃO GRÁFICA
Vagner Vizioli

DEPARTAMENTO COMERCIAL
Gerente: Ivan Jubert Guimarães

ASSINATURAS
Vera Lúcia M. de Jesus Vidal
tel.: 542-0602

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE
Gerente: João Conte Filho
Secretária: Silvana Lopes Izzi
Contatos: João Bosco V. de Camargo, Ronaldo E. de Salles Chaves
tel.: 532-1655

Representantes
REPUBLICAR LTDA.
Rio de Janeiro — (021) 232-6893
Belo Horizonte — (031) 463-4666
Porto Alegre — (0512) 42-4065
Recife — (081) 221-1955
Brasília — (061) 226-4784
JOÃO GONÇALVES CARDOSO
Rio de Janeiro — (021) 289-9200

ADMINISTRAÇÃO
Gerente: Mitie Tsuruda
tel.: 531-5468

Composição: — A.M. - Produções Gráficas Ltda./ **FOTOLITO** — Priscor Ltda./ **IMPRESSÃO** — Cia. Lithográphica Ypiranga./ **DISTRIBUIÇÃO** — DINAP — Distribuidora Nacional de Publicações.
NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1060 — CEP 04546 — Vila Olímpia
CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 — S. PAULO, SP.
REGISTRO N.º 9.949-77 — P. 153.
TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 45.000 EXEMPLARES

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou diletantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda. **ASSINATURAS:** os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

Todo final de ano nos leva a fazer uma retrospectiva — um balanço dos erros e acertos, uma análise para verificar quantas propostas feitas em janeiro foram cumpridas até dezembro. De nossa parte, estamos tranqüilos: sabemos que, se não foi possível cumprir todo o programa de 1985, boa parte do que nos propusemos a realizar foi colocada em prática.

Os cursos em fascículos, por exemplo, uma concepção inédita no Brasil em termos de literatura técnica, teve a aprovação de todos e firmou-se definitivamente com *Telefonia Básica* — que com o fascículo desta edição vai formar um belo volume de 144 páginas. Mais dois cursos estão sendo preparados para 1986, prosseguindo com os temas de interesse geral (veja o anúncio, neste mesmo número, sobre os artigos previstos para a edição de janeiro).

Outra idéia de grande sucesso, iniciada em maio deste ano, foi a série *Como Projetar*. Visando atingir estudantes, hobistas e até mesmo profissionais da área, esses artigos têm o objetivo de abordar detalhes práticos de projeto, fornecendo informações e dicas contidas apenas em certos manuais e conhecidas somente por projetistas experimentados. Para o próximo ano, está prevista mais uma bateria desses artigos, sempre com a mesma filosofia de apresentação.

As montagens da seção Prática também não ficaram atrás. Procuramos sugerir sempre circuitos úteis e inéditos, previamente montados e testados por nossos "técnicos redatores". E, como havíamos prometido no início do ano, apresentamos nada menos que 5 montagens de bancada nesse período. Da mesma forma, o grande destaque dessa seção, no próximo ano, serão as montagens de áudio. Todas inéditas e de qualidade, como de costume.

Destaques à parte, acreditamos que a revista tenha mantido e até ultrapassado o nível dos outros anos, com matérias de todas as áreas da eletrônica, para todos os níveis de leitores. Faz tempo que passamos a receber colaborações espontâneas de várias partes do Brasil, o que sem dúvida ajudou a elevar a qualidade e a diversidade dos temas expostos. Além disso, a partir de abril a *Nova Eletrônica* passou a ser lida também em Portugal.

Podemos afirmar com segurança, então, que a *Nova Eletrônica* é, atualmente, a publicação mais completa e atualizada do país, em sua área. Ela conta com os melhores colaboradores, a melhor equipe e ainda o melhor visual entre todas as revistas brasileiras de eletrônica — equivalentes aos de grandes títulos internacionais. E tudo isso sem perder a identidade.

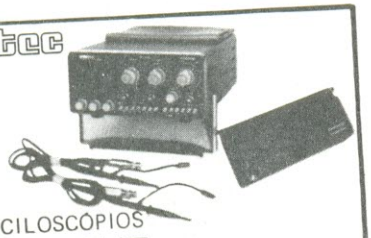
Podemos dizer até que a NE fez escola no Brasil — principalmente com as montagens, os cursos e suas inovações. Sem falsa modéstia, ela impôs seu estilo e elevou o nível global da divulgação de eletrônica no país.

Boa parte do que dissemos pode ser constatado através do Índice Geral de 1985, que aparece em toda edição de dezembro da *Nova Eletrônica*. Dividido em seções, para facilitar a consulta, ele traz todas as matérias e montagens abordadas ao longo do ano, excluindo apenas as pequenas seções fixas, como *Cartas* e *Notas*. Além disso, nas seções de várias partes introduzimos, este ano, os subtítulos para tornar ainda mais simples a localização de cada assunto.

FILCRES
INSTRUMENTOS

AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

pantec

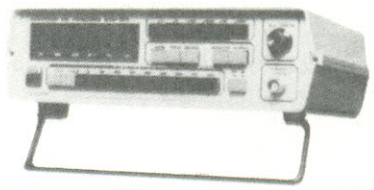


- OSCILOSCÓPIOS
  - 5205: 10 MHz/ST
  - 5210: 15 MHz/DT
  - 5107: 15 MHz/ST (Portátil)
  - 5120: 15 MHz/DT (Portátil)
- GERADORES DE AUDIO 3405
- 15 Hz à 1.5 MHz
- Ondas Senoidal e Quadrada
- Distorção: < 0,5%

Weller®

- Estações de solda com controle eletrônico de temperatura.
- Ferros de solda com temperatura controlada.
- Diversos tipos de pontas a sua disposição.

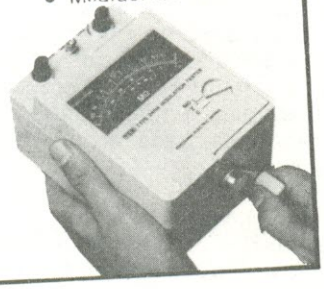
ENTELBRA



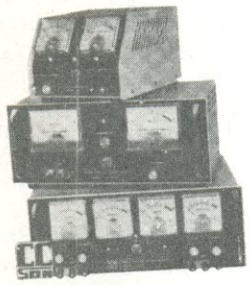
- Freqüencímetros digitais de 150 MHz à 1 GHz.
- Fontes estabilizadas.
- Fontes simétricas.
- Geradores de funções.
- Apagador de EPROM.

YEW

- Megohmetros manual e transistorizados.
- Multímetros analógicos
- Termômetros digitais
- Tacometro eletrônico
- Medidor de PH

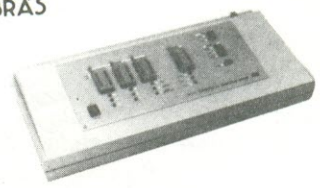


CC SON



- Fontes estabilizadas simétrica dupla
- Fontes reguladas
- Indicação de medida através de voltímetro e amperímetro analógico

MEGABRAS



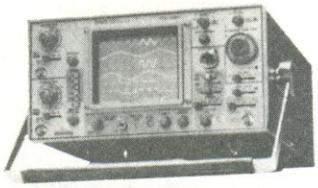
- Megohmetros
- Terrometros
- Frequencimetros
- Geradores de sinais
- Copiador de EPROM

ICEL

- Multímetros analógicos.
- Vários modelos com excelente precisão e sensibilidade.
- Multímetros digitais automáticos.

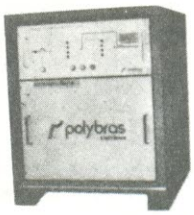
- Alicates Amperométricos

Minipa **TRIO**



- Osciloscópios de 5 a 150MHz
- Geradores FUNÇÃO/RF
- Multimetros digitais
- Voltimetros eletrônico

polybras eletrônica



- Estabilizadores de tensão e No Breaks.
- Potências entre 0,8 e 15 KVA
- Excelente rendimento e precisão
- Tensão de saída: 110/115 ou 220 V
- Tensão de entrada: 110/127 ou 220 V

- **Completa linha de acessórios.**
- **Assistência técnica própria permanente.**
- **Inédito sistema de reposição quando em garantia.**
- **Visite nosso show room ou solicite a visita de nosso representante.**

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165/179 – SÃO PAULO – SP – CEP 01209 – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex: (011) 31298

Conjunto SISMO

Achei muito interessante o Sistema Modular de Áudio, publicado na revista de setembro (n.º 103). Só achei os amplificadores finais muito fraquinhos (apenas 7 W); penso que um amplificador de 10 W reais já ajudava bastante a quem, como eu, possui um par de caixas acústicas para 25 W. Em todo caso, comecei a montar o conjunto de acordo com as instruções da revista. Sou muito caprichoso nas montagens, pois a maioria delas, publicadas em outras revistas, não funciona ou funciona mal e vem com erros de esquema, chapeado ou impressão.

Montei o SISMO 3 (pré-amplificador), apesar de não saber se esse pré serve para anteceder o amplificador de áudio, já que o SISMO 2, o decodificador, vem antes do amplificador; essa eu não entendi. Comecei então a montar o 2.º bloco publicado, que é o sintonizador FM com varicap. Fiz o impresso numa casa especializada, tudo certinho, mas na montagem da bobina L2 embatuquei. A página 56 da revista diz que essa bobina deve ser enrolada sobre um resistor de 1/2 W, contendo 20 espiras de fio esmaltado de 2 mm de bitola! Segundo um amigo que tem uma firma de enrolamento de transformadores, se for mesmo 2 mm, esse fio corresponde ao n.º 12, impossível de enrolar sobre esse resistor. Olhando a foto da capa, a gente nota que o fio é fino; parece ser n.º 23 (...)

Ficaria grato se me dessem uma explicação para o caso, dizendo qual é o número do fio na escala AWG, e também esclarecimentos sobre o pré-amplificador; posso injetar nele o sinal de um pick-up *Gradiente?*

José Monteiro
Campinas — SP

Vamos começar, José, pelas correções que estamos devendo a você e a todos os montadores. Realmente houve um erro de revisão na bitola do fio recomendado para a bobina L2, que deve ter um diâmetro entre 0,2 e 0,3 mm — o que equivale, na escala AWG, aos números 32 a 28, aproximadamente. Além disso, houve um cochilo nosso na relação de componentes, mais especificamente na codificação dos varicaps, que deve ser BB105G ou BB405G, e não BB1056 e BB4056, como saiu publicado.

Aproveitando a ocasião, vamos esclarecer uma dúvida levantada por alguns leitores que nos telefonaram: o varicap recomendado foi facilmente encontrado aqui em São Paulo, na região da Santa Ifigênia. Ele é fabricado no Brasil pela Ibrape, que nos informou ainda que o modelo BB105G deixou de ser produzido, tendo sido substituído pelo BB405G; a única diferença entre eles está no encapsulamento.

O posicionamento do pré-amplificador, dentro do conjunto SISMO, é aquele mesmo que você viu no primeiro artigo, José. Isto porque, na montagem estéreo, o sintonizador não fornece um sinal de nível suficiente para excitar o decodificador. Por outro lado, este último tem capacidade para excitar os amplificadores de potência sugeridos, como pudemos comprovar com nosso protótipo. Caso você queira utilizar amplificadores de maior potência, como citou em sua carta, talvez seja necessário incluir um estágio intermediário, acoplando o decodificador às etapas finais de potência — já que a sensibilidade de entrada desses amplificadores será diferente.

Como você pode ver, o SISMO, embora permita que seus módulos sejam usados isoladamente ou junto a outros sistemas, é um conjunto integrado e harmônico, projetado para funcionar sem problemas ou alterações com os valores, potências e posicionamentos recomendados. Por fim, informamos que o pré do sistema não pode ser acoplado diretamente a um toca-discos, pois não inclui um circuito de correção da curva RIAA. Sem ele, a reprodução dos discos ficaria com excesso de agudos e falta de graves; o mesmo acontece com os gravadores, que aplicam uma equalização especial às fitas. Utilize-o, de preferência, com microfones e sintonizadores de AM ou FM.

Dúvidas e sugestões

Quero aproveitar a oportunidade e demonstrar minha aprovação em relação aos cursos e temas publicados, bem como sugerir a elaboração de um curso ou de assuntos que ajudassem os principiantes a compreender os componentes eletrônicos — isto é, a descrição de funcionamento e fabricação de resistores, capacitores, indutores, diodos, transistores, circuitos integrados etc. Sei que existem publicações em outras revistas, mas seria importante, a meu ver, que a revista Nova Eletrônica *procurasse atender a todos os níveis de conhecimento.*

Edson Sartor
Bento Gonçalves — RS

Não sabemos há quanto tempo você acompanha a NE, Edson, mas todos esses cursos que você pede já passaram pelas páginas da revista. Os transistores, diodos e CIs, por exemplo, foram abordados no Curso de Semicondutores, que foi publicado entre os n.ºs 11 e 39. Componentes passivos, como resistores e capacitores, apareceram nos Cursos de Corrente Contínua e Corrente Alternada — que se estenderam do n.º 54 ao 89. A maior parte desses números já está esgotada, mas você tem a possibilidade de fazer boas barganhas através da seção Classificados, que todo mês traz várias ofertas de venda de revistas.

Os principiantes, no entanto, não foram deixados de lado. Acompanhe mensalmente os cursos (que nunca deixaram de ser publicados na NE) e a seção Bancada e confira o que dissemos.

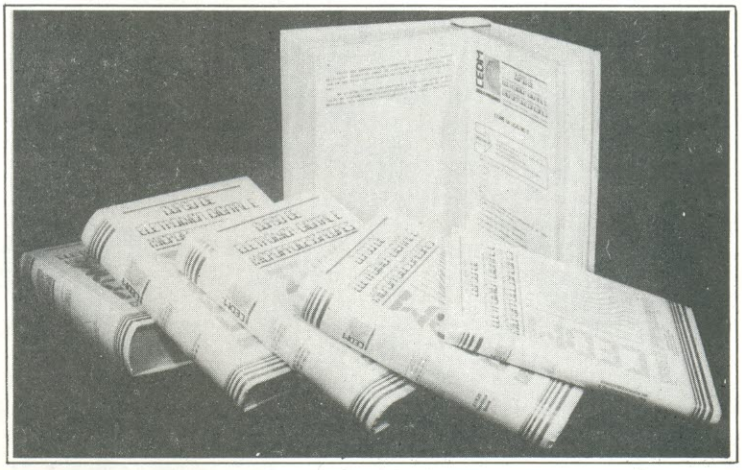
Trabalho como assistente de suprimentos da TELEMIG e venho enfrentando grandes dificuldades na identificação correta da marcação dos circuitos integrados. Solicito que me informem da publicação de algum número atrasado sobre esse assunto ou literatura referente ao tema.

Délio Lott Glória
Belo Horizonte — MG

O que você pede, Délio, não é nada fácil de encontrar. Não temos conhecimento de nenhum livro que reúna, sozinho, essas informações. De nossa parte, publicamos, há tempos, um breve artigo chamado "Codificação de encapsulamento de CIs". Você pode encontrá-lo no n.º 68, de outubro de 82. Mesmo ele, porém, deixa a desejar em alguns pontos, pois não inclui a codificação de certos parâmetros, nem os fabricantes europeus e japoneses. Mas prometemos um artigo completo sobre o assunto, para breve, em nossa seção Como Projetar. Aguarde. ●

A mais completa Obra já publicada no Brasil!

ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES

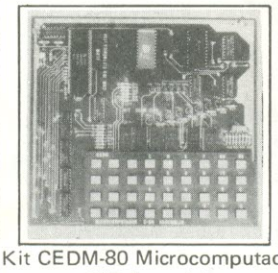


MAIS UM PRODUTO

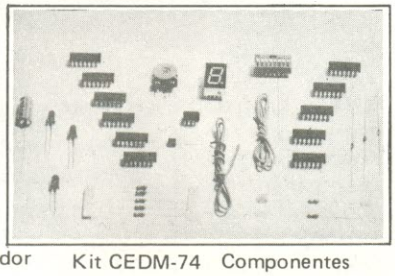
CEDM

UMA OBRA COM 3.120 PÁGINAS COM ENCADERNAÇÃO LUXUOSA TOTALMENTE ILUSTRADA

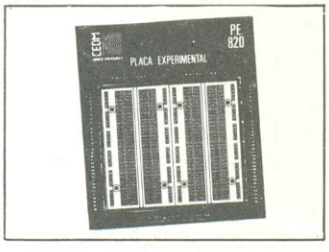
COM DIREITO AINDA DE ADQUIRIR OS SEGUINTES KITS



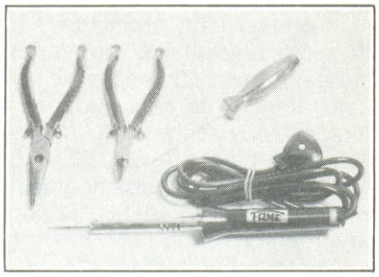
Kit CEDM-80 Microcomputador Z80 Assembler



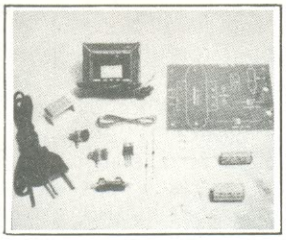
Kit CEDM-74 Componentes



Kit CEDM-35 Placa Experimental



Kit CEDM-20 Ferramentas



Kit CEDM-78 Fonte de Alimentação 5V/1A

SEIS VOLUMES

- Um volume dicionário de informática com 220 páginas
- Um volume sobre eletrônica geral com 600 páginas
- Um volume sobre eletrônica digital com 840 páginas
- Um volume sobre prática de eletrônica digital e microprocessadores com 640 páginas
- Um volume sobre microprocessadores com 800 páginas
- Um volume sobre manual de circuitos integrados com 660 páginas

CEDM

CEDM – EDITORA LTDA.
Av. Higienópolis, 436
Caixa Postal, 1.642 - Fone: 0432 23-9674
CEP 86100 - Londrina - PR.

NE-106

Não mande dinheiro agora, você paga ao receber a coleção

Preços Válidos por Tempo Limitado

OBS.: As despesas de correio ficarão a cargo do cliente.

COLEÇÃO COMPLETA POR:

- ☐ 1xCr$ 840.000 EM UMA ÚNICA REMESSA
- ☐ 2xCr$ 477.000 COM REMESSA EM 2 VEZES
- ☐ 3xCr$ 357.000 COM REMESSA EM 3 VEZES
- ☐ 4xCr$ 294.000 COM REMESSA EM 4 VEZES
- ☐ 5xCr$ 256.500 COM REMESSA EM 5 VEZES

NOME _____

_____

EMPRESA _____

ENDEREÇO _____

CARGO _____ PROFISSÃO _____

CGC(CPF) _____ INSCR. EST. _____

FONE _____ RAMAL _____

CIDADE _____ EST. _____ CEP _____

Gradiente lança seu primeiro micro

Com um micro pessoal de oito bits — o Expert —, a Gradiente Eletrônica iniciou no mês de outubro sua participação no mercado brasileiro de informática. A meta da empresa é comercializar, até o mês de dezembro, aproximadamente 20 mil unidades de seu micro, utilizando-se, para isso, da experiência mercadológica que detém no setor de áudio e do controle de cerca de 2 500 pontos de vendas espalhados pelo país.

O Expert é constituído de uma unidade central e de um teclado independente, com 89 teclas, do tipo máquina de escrever. Dispõe de 80 kbytes de memória RAM, sendo 64 kbytes destinados ao usuário e 16 kbytes ao processamento de vídeo. O sistema operacional e o interpretador Basic do micro estão contidos em memória do tipo ROM. Aliás, o seu Basic, denominado MSC-BASIC, é quase idêntico ao utilizado nos computadores IBM-PC.

Segundo a empresa, o Expert registra uma alta velocidade de processamento de dados, graças a dois importantes recursos que emprega: o co-processador (microprocessador central Z-80A, um processador dedicado de áudio e outro de vídeo) e elevada freqüência de *clock*. Com uma interface de comunicação — um dos periféricos lançados pela Gradiente —, o Expert também poderá ser utilizado como terminal de videotexto e operar com o sistema Cirandão da Embratel.

O seu monitor de vídeo é monocromático e de formato quadrado. Tem 40 colunas por 24 linhas e uma resolução de 256 por 192 pontos. Na cor verde, possui controles externos de contraste, brilho, fundo invertido e redução de imagens. Opcionalmente, pode operar com monitores coloridos, conectados à saída RGB analógica da unidade central.

O Expert, da Gradiente, é compatível com a linha MSX.

Micro portátil Apple Laser IIC, da Milmar.

Apple Laser: um micro portátil

A Milmar Indústria e Comércio, de São Paulo, acaba de trazer uma inovação ao mercado de informática: o Apple Laser IIC, um micro portátil, com apenas 1 850 gramas de peso. Com 64 kbytes de memória RAM, o Laser IIC possui interface controladora para dois *drives* de 5¼", interface para monitor colorido no sistema PAL/M (no lugar do qual pode ser usado até mesmo um receptor de TV preto e branco), para gravador cassete e para dispositivos como *joystick*, *paddle* ou *mouse* (ideal para o trabalho em *software* integrado, no qual, em vez de escrever, o operador precisa apenas apontar a função que deseja, usando o *mouse* para deslocar o cursor no vídeo).

Para a empresa, uma das principais vantagens de seu micro está no expansor que o acompanha — ou seja, uma placa contendo bateria de conectores para que o usuário possa instalar tudo o que for necessário ao seu trabalho: *drives* de 8", unidades de disco *Winchester, plotter*, expansão de memória etc. Paralelamente à comercialização do micro, a Milmar estará fornecendo ao mercado alguns acessórios para ampliar a sua capacidade, tais como: placa para geração de vídeo com 80 colunas, placa para habilitação do sistema operacional CP/M, interface para impressora paralela, interface serial RS 232C, integrando um modem (para comunicação de dados) e *mouse*.

Veco libera mercado de filtros absolutos

Depois de quase dois anos de negociações, a Veco fechou um contrato com a Elebra para o fornecimento de filtros absolutos, para unidades de discos magnéticos. Até agora, estes filtros vinham sendo fornecidos à Elebra por uma empresa norte-americana, a Control-Data. Na opinião de Raul Sadir, seu diretor-superintendente, o sucesso da Veco nesta concorrência deveu-se "ao nível tecnológico que a empresa conseguiu adquirir nesta área, permitindo-lhe concorrer ombro a ombro com os fabricantes dos países mais desenvolvidos, atingindo, a partir de agora, uma posição de liderança absoluta no mercado nacional".

Para atender às necessidades da Elebra, a Veco desenvolveu um modelo especial de filtro — o 02/02 —, que será instalado nos equipamentos produzidos daqui para a frente pela empresa, mas, também, nos que já foram vendidos ao mercado nacional.

Terminal de ponto de venda, da Itautec.

Controladores programáveis

A Sinomatic Equipamentos Eletrônicos, de São Paulo, vem se consolidando como uma das mais importantes fabricantes de controladores programáveis de nosso mercado. Sua linha principal de produção é integrada pelos controladores programáveis PS-22 que, segundo a empresa, proporcionam soluções rápidas e econômicas na automação de máquinas e processos industriais, substituindo o tradicional painel de relés.

Os PS-22 dispõem de 4 k de memória EPROM, além de temporizadores por *hardware* e *software*. Sua CPU funciona sem microprocessador, utilizando apenas componentes discretos, que possibilitam a varredura do programa em 2,1 ms para cada 1 k de memória, totalmente constante. Demais dados técnicos — número de entradas e de saídas: até 512; número de memórias retentivas: 512; programação: em qualquer microcomputador da linha *Apple*.

Terminal de ponto de venda

Projetado para executar todas as funções de uma caixa registradora e ainda permitir o processamento das informações retidas no *check-out* (caixa), o terminal de ponto de venda lançado recentemente pela Itautec (I-5000) pode também funcionar como equipamento básico de um sofisticado sistema de automação comercial com o apoio de micros, concentradores e periféricos. Através dele, pode-se realizar facilmente o controle sobre estoques, compras, vendas, preços e crediários, além de transferência eletrônica de fundos e controle de créditos, por meio de cartões magnéticos de qualquer instituição bancária.

Em seu módulo central, o I-5000 dispõe de um microprocessador Z-80A e memória de 64 kbytes. Seu teclado, reduzido, possui 42 teclas, mas pode ser ampliado para até 120. Como opcionais, o equipamento dispõe de *display* de cliente (alfanumérico de 16 dígitos), gaveta de dinheiro e teclado Pin (utilizado para digitação da senha). E, como periféricos, fornecidos pela empresa, uma unidade com 2 *drives* 5¼", face simples/dupla, e diversos tipos de leitores óticos de código de barras.

Madrid, o novo som para carros da Bosch

A Bosch acaba de lançar no mercado o seu novo som para carros — o Madrid, um auto-rádio/toca-fitas que ela vinha produzindo na Europa e Estados Unidos. Entre os seus principais recursos, destacam-se o sistema de procura automática de música na fita (CPS), as quinze memórias de estações (5 para cada faixa: FM, OM e OC-49 m) e ainda uma memória com tempo e permanência da última estação. Outro detalhe interessante do Madrid é o seu *display*, que proporciona visibilidade perfeita, tanto noturna como diurna.

Por outro lado, o Madrid apresenta um nível de potência invejável: 100 watts reais, através de um módulo com quatro canais de saída. Os seus graves e agudos independentes conferem um total controle sobre o som por parte do usuário. E, finalmente, os seus botões de ajuste são do tipo *push-fix*, ou seja, podem ser graduados e apertados, fixando o ponto de ajuste.

Concurso de luminárias

Valter Harasaki, estudante da Faculdade de Belas-Artes de São Paulo, foi o primeiro colocado no Concurso de Luminárias, promovido pela Philips, com o objetivo de incentivar desenvolvimento de projetos de desenho industrial. Harasaki apresentou um *design* para uma família de luminárias denominada "Naja" e recebeu como prêmio uma passagem de ida e volta à Holanda, com direito a um estágio de uma semana no Centro de Iluminação da Philips, em Eidhoven. A Ronda Iluminação, de São Paulo, que desenvolveu os protótipos para o julgamento final, firmou contrato com o vencedor e já está fabricando as luminárias "Naja".

Além de seu propósito de estimular o desenho industrial, o concurso da Philips também teve objetivos promocionais. Assim os 326 participantes da disputa receberam como desafio a tarefa de desenvolver projetos de luminárias para um tipo de lâmpada em particular — a PL, que acaba de ser lançada pela Philips no Brasil.

CURSOS

Curso Avançado de Análise e Gerência de Sistemas — Banco de Dados. *Dias*: 13 a 17 de janeiro. *Local*: Rio de Janeiro. O curso é oferecido pela IBAM — Instituto Brasileiro de Administração Municipal — Largo IBAM, n.º 1 — Botafogo — Rio de Janeiro — RJ — tel.: (021) 266-6622.

Informática: Tendências Tecnológicas e Organizacionais. *Dias*: 23 e 24 de janeiro. *Preço*: 45 ORTNs. *Local*: Rio de Janeiro. Mais informações podem ser obtidas pela IBAM — Instituto Brasileiro de Administração Municipal — Largo IBAM, n.º 1 — Botafogo — Rio de Janeiro — RJ — tel. (021) 266-6622.

Fundamentos da Automação de Escritórios. *Dias*: 29 a 31 de janeiro. *Local*: Rio de Janeiro. O curso é fornecido pela SCI — Sistemas Computação e Informática S/A — R. Jardim Botânico, 635 — 11.º andar — tel.: (021) 294-9292 — Rio de Janeiro — RJ, ou Av. Paulista, 949 — 11.º andar — tel.: (011) 289-0099 — São Paulo — SP.

Elementos para Avaliação, Seleção e Utilização de Micros. *Dias*: 22 a 24 de janeiro. *Local*: São Paulo. O curso é fornecido pela SCI — Sistemas Computação e Informática S/A — R. Jardim Botânico, 635 — 11.º andar — tel.: (021) 294-9292 — Rio de Janeiro — RJ, ou Av. Paulista, 949 — 11.º andar — tel.: (011) 289-0099 — São Paulo — SP. ●

Países em desenvolvimento usam mais os satélites

Até o final desta década, cerca de 3,5 bilhões de dólares serão gastos pelos países em desenvolvimento da Ásia, África e América Latina para incrementar suas comunicações via satélite. Está projetado um crescimento real de 9% ao ano nesse mercado, segundo estima um estudo feito pela Frost & Sullivan, empresa internacional de informações empresariais representada, no Brasil, pela Schlochauer & Associados.

Mais de trezentas estações terrestres menores e mais econômicas deverão ser construídas, valendo-se de avanços na tecnologia de satélite, tais como reutilização de freqüência, comutação a bordo, antenas especiais para direcionamento de feixes de transmissão e níveis mais altos de potência.

O estudo analisa programas específicos de natureza regional e nacional, notando que o maior progresso tem-se dado na Ásia, onde chamam atenção os projetos PALAPA, da Indonésia, INSAT-I, da Índia, e ARABSAT, do Oriente Médio. Juntos, eles são o principal motivo pelo qual o continente asiático representará 41% do mercado estimado para os próximos anos.

Em termos continentais, a África vem em seguida, devendo realizar 34% dos gastos com satélites, desde que se definam os acertos finais para o projeto AFROSAT.

Na América Latina, a expansão ocorre com programas domésticos e não regionais. Aqui se destaca o Brasil, que já colocou em órbita o seu primeiro satélite. O México está prestes a implementar um programa extenso, enquanto Argentina e Cuba deverão ter seus próprios serviços mais adiante.

Japão inicia segunda geração de robôs

Os japoneses consideram que 1980 foi o primeiro ano do "século do robô", prevendo o nascimento de um grande setor industrial nesse campo. Agora os fabricantes locais já estão encaminhando a segunda geração dessas máquinas, para atender, com produtos mais sofisticados, a um mercado que cresceu 25% em 1985, atingindo mais de 50 mil unidades fabricadas, no valor de 1,2 bilhão de dólares.

A JIRA — Associação Japonesa da Indústria de Robôs — estima um crescimento nas vendas do setor de 2,1 bilhões de dólares em 1990 e mais de 4 bilhões no ano 2000. Tal expansão é reflexo dos gastos nipônicos com a modernização econômica, além de um expressivo volume de exportação (200 milhões de dólares em 1984).

A demanda é crescente, em particular nas indústrias do setor mecânico e de equipamento elétrico. As previsões são de que, em 1990, 52% das vendas serão de robôs de montagem e 48% de autômatos destinados a trabalhos especiais, em locais perigosos ou inacessíveis, tais como o fundo do mar ou usinas de energia nuclear.

A segunda geração, em desenvolvimento, significa principalmente o casamento dos robôs com os computadores. Com os recentes avanços, os robôs podem ser programados com habilidades complexas, incluindo a manipulação de objetos frágeis, bem como o reconhecimento e desvio de obstáculos e dificuldades.

A Fujitsu, um dos fabricantes japoneses desses equipamentos, informa que os robôs para linha de montagem da nova geração trabalham mais rápido, movem-se com maior liberdade e montam peças com mais precisão que seus antecessores. São equipados, para isso, com sensores visuais e táteis que alimentam um computador com informações sobre o objeto que está sendo montado. O computador analisa rapidamente os dados e instrui de modo contínuo o robô a respeito de seus próximos movimentos. Os robôs da primeira geração, em contrapartida, podiam mexer seus braços apenas após serem dirigidos diretamente por seres humanos.

Acelerador facilita modelamento gráfico

A colocação de um acelerador gráfico no conector de expansão de um computador pessoal IBM CP-AT permite triplicar a velocidade com que tal máquina modela sólidos. Esse acelerador, que está em desenvolvimento final na Weitek (Sunnyvale, Calif., EUA), expande a capacidade de processamento do controlador gráfico profissional da IBM de 1 400 para 14 000 vetores por segundo. Adicionalmente, os cálculos matriciais são realizados vinte vezes mais rápido e em certas operações o salto de velocidade aumenta para cinqüenta vezes.

Tal desempenho é obtido pelo uso de um processador de casamento, constituído por uma rede de 32 bits, que opera com 8 milhões de operações flutuantes por segundo. Uma área de armazenamento de microcódigos de 2 k × 96 bits controla as operações, bem como a área encoberta dos gráficos. Com os circuitos desenvolvidos, o cartão gráfico pode operar com vetores encadeados e polinômios quadráticos racionais.

(Fonte: *Electronic Design*, 25 de julho de 1985)

Lançada MALRE CMOS de 1 Mbit e 170 ns

A primeira memória apenas de leitura reprogramável UV — MALRE (EPROM) — usando CMOS, com capacidade de 1 Mbit e 170 ns de tempo de acesso, foi lançada comercialmente. Apresenta um consumo de potência de 250 mW em 200 ns, menos do que a metade das versões equivalentes em NMOS. O CI incorpora um novo amplificador sensor de alta velocidade, que, juntamente com dois decodificadores e separador, torna curtas as linhas de palavras. A memória aceita duas palavras de 16 bits de cada vez, que mantêm o tempo de programação inferior ao apresentado pelas MALREs de 256 bits.

Desenvolvido pela Advance Micro Devices (Sunnyvale, Calif., EUA), o CI é fabricado com uma cavidade N, numa camada epitaxial crescida sobre substrato tipo P, que assegura uma susceptibilidade mínima ao arrocho (*latch-up*). Para ampliar as margens sinal-ruído, a pastilha emprega detecção de transição de endereços e duto dual de fonte de alimentação de potência, o qual expande os circuitos periféricos da matriz de memória. A memória é organizada em 64 k × 16 bits e projetada para sistemas de 16 a 32 bits .

(Fonte: *Electronic Design*, 2 de maio de 1985)

Mercado mundial de arsenieto de gálio

O mercado potencial para CIs de arsenieto de gálio (GaAs), e suas implicações a longo prazo, é analisado no primeiro volume de um estudo de 6 vo-

lumes conduzido pelo Grupo Estratégico de Semicondutores, empresa americana de consultoria. O mercado projetado para 1994 excederá U$ 13 bilhões, de acordo com o estudo. Prevê-se o desenvolvimento de hospedeiros para os novos CIs digitais, desde simples circuitos lógicos até memórias e processadores. O avanço se dará em duas frentes principais: o desenvolvimento de Equipamento Automático de Teste — EAT —, compatível com as velocidades dos CIs GaAs, e o desenvolvimento de carcaças adequadas e econômicas. A falta de EAT está sendo o principal obstáculo a ser superado por toda a indústria de arsenieto de gálio. A padronização de carcaças está destinada a tornar-se um fator-chave no ganho da aceitabilidade geral para os CIs GaAs. Admitindo para breve soluções para esses problemas, o estudo prediz que uma saudável indústria se desenvolverá, baseada principalmente em lançamentos agressivos nos EUA. Em termos de categorias de produtos, os produtores japoneses devem tornar-se os fornecedores principais de memória MAD (como o fizeram no mercado de CIs de silício), e os fabricantes americanos serão os líderes no fornecimento de CIs com funções lógicas complexas, como processadores, controladores de memória e circuitos periféricos. (Fonte: *Solid State Technology*, fevereiro de 1985)

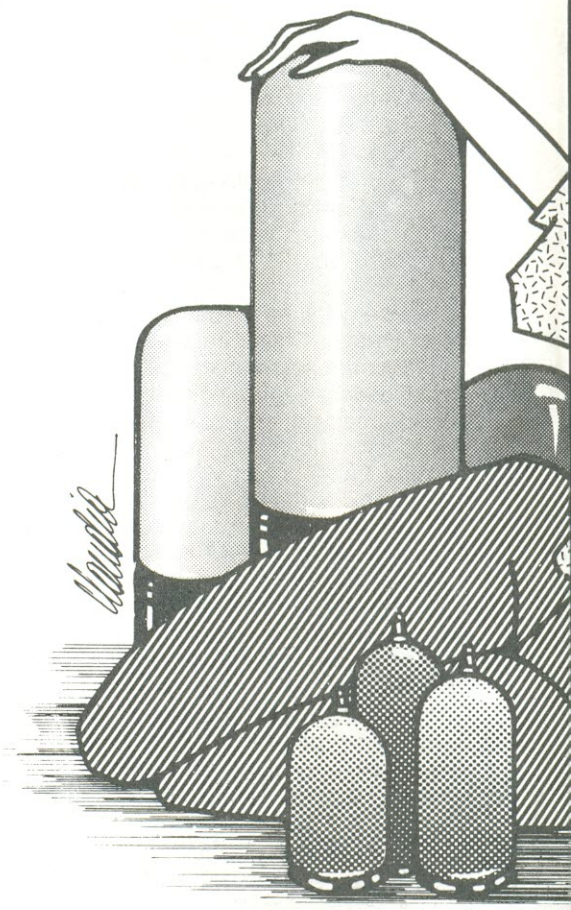
Fotorresiste simplifica fabricação de CIs IEMA

Pesquisadores do Laboratório National de Sandia (Albuquerque, NM, EUA) desenvolveram uma classe de materiais polímeros, baseados em silício, que podem auxiliar na fabricação da próxima geração de CIs. Os materiais fotossensíveis — fotorresiste — são uma nova classe de copolímeros de polisilana, que podem auto-revelar-se após a exposição à luz ultravioleta simplificando a fabricação de circuitos integrados em escala muito ampla (CIs IEMA), com larguras de linha inferiores a 1 μm, segundo os pesquisadores.

Os fotorresistes são utilizados para prover uma fina camada de polímero sobre a lâmina antes da dopagem ou da corrosão. São expostos à luz, que é projetada através de uma máscara, marcando a configuração de um circuito, e a revelação torna possível sua remoção de áreas selecionadas. Em etapas de processamento subseqüente, os fotorresistes são removidos da lâmina ou nela depositados nas áreas que não estão cobertas pelo filme, formando linhas e conexões do circuito. Os materiais desenvolvidos no Laboratório Sandia, se fotodecompõem, volatilizando-se, quando expostos à luz ultravioleta profunda, auto-revelando-se, desta forma. A etapa de revelação pode, portanto, ser eliminada, tornando o processo de fabricação mais simples e rápido. Nos testes desses materiais os pesquisadores construíram CIs com larguras de linhas de 0,8 μm. (Fonte: *Research & Development*, fevereiro de 1985) ●

Carlos Alberto Fazano

Como anda a amplificação a válvula



A era de ouro das válvulas foi a década de 50, mas, com vários aperfeiçoamentos, elas persistem firmes em certos segmentos, graças à alta qualidade dos seus resultados

Do final da década de 50 em diante, a válvula termoiônica foi sendo gradativamente substituída pelo semicondutor, no desenvolvimento das modernas concepções de amplificadores de áudio. Isso se deveu não somente ao descortino das possibilidades que essa nova tecnologia apresentava, mas, também, às óbvias vantagens dos elementos oriundos da física do estado sólido. Os semicondutores — transistores e circuitos integrados — são componentes miniaturizados, que operam em baixas tensões e podem dispensar os transformadores de saída.

Entretanto, o fluxo de elétrons dentro de um invólucro de vidro parece não estar tão obsoleto como se pensa, pois, a partir de 1975, principalmente nos EUA, ocorreu a sua renascença, notada no interesse dos projetistas de amplificadores pelas velhas válvulas. Desta maneira, nada mais importante do que conhecer o estágio atual da tecnologia de amplificação por válvulas, como também alguns dos principais aspectos da perene polêmica entre o som valvulado e o transistorizado.

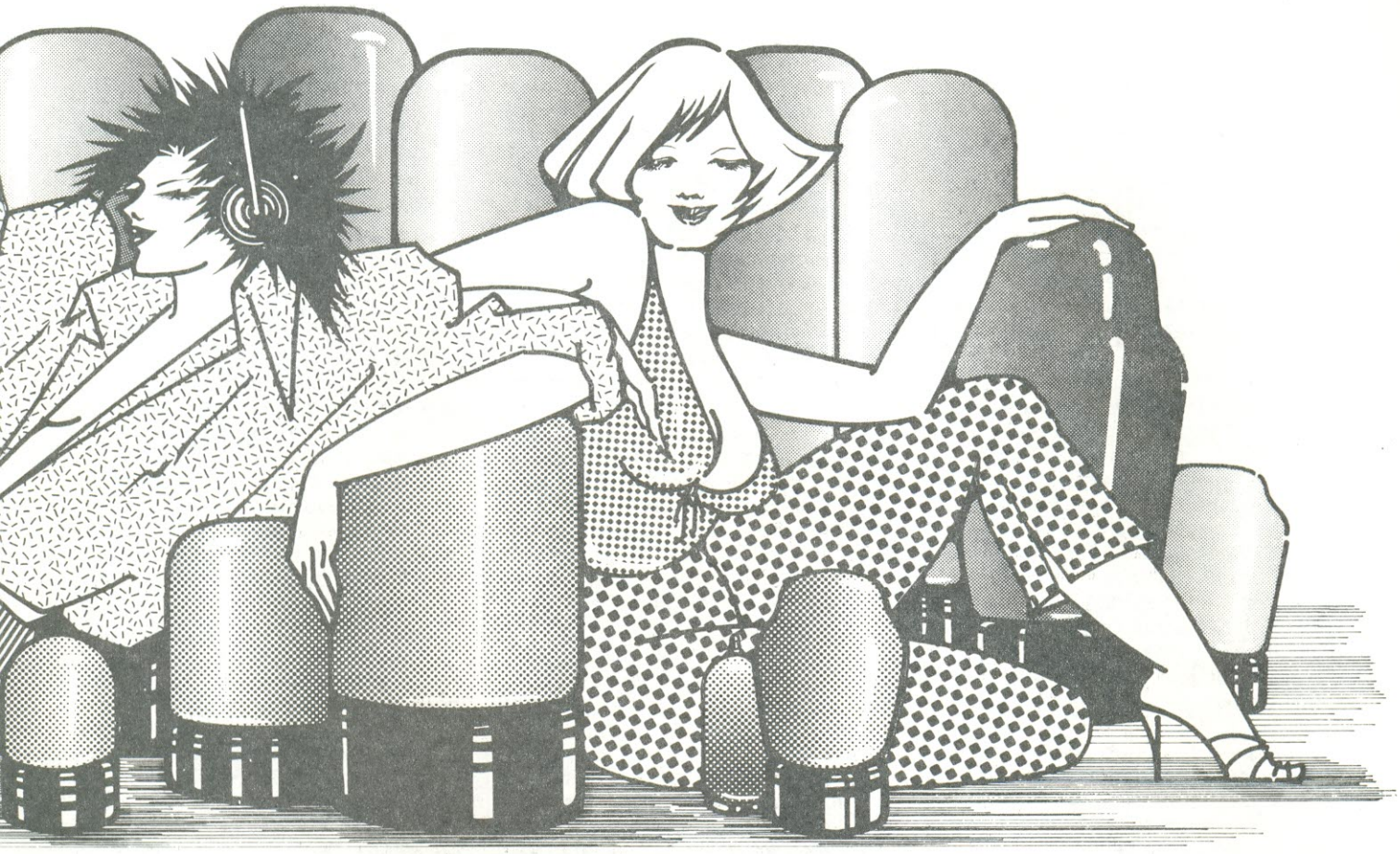
Som valvulado x transistorizado — É comum alguns audiófilos afirmarem que os amplificadores valvulados soam melhor e possuem baixíssima distorção. Comparações auditivas cuidadosamente conduzidas parecem confirmar esse aspecto, cujos resultados são, entretanto, de difícil interpretação. Para um ouvinte, caso realmente existam diferenças subjetivas entre um amplificador valvulado e outro do estado sólido, como explicá-las tecnicamente?

É importante saber que tanto o amplificador a válvula como o transistorizado podem ser projetados de forma que suas distorções sejam muito pequenas, praticamente inaudíveis, para uma dada gama de potência de saída. Por conseguinte, se esses dois amplificadores de alta categoria forem comparados dentro de parâmetros de operação corretos e nas mesmas condições de audição, os seus desempenhos serão equivalentes, subjetivamente perfeitos, portanto.

Evidentemente, considerando-se apenas o desempenho, a grande maioria dos modernos amplificadores de áudio é superior aos antigos congêneres a válvula, apesar de que já naquela época também possuíam baixíssimas distorções. Aparentemente, então, não deveria haver nenhuma distinção subjetiva, desde que os amplificadores estivessem sendo corretamente operados, mas talvez se possa mostrar as diferenças entre eles ao se analisar duas de suas condições de operação anômalas, geralmente de caráter não intencional. Na primeira tem-se que é extremamente difícil evitar a sobreexcitação ocasional, devido à larga faixa dinâmica do sinal de áudio, enquanto na segunda a sua carga não é sempre resistiva.

A sobreexcitação — Graças ao contínuo aprimoramento da técnica de gravação e reprodução, a faixa dinâmica dos sinais de áudio, tanto dos discos como das fitas, é bem maior hoje em dia do que fora anteriormente. Para efeitos ilustrativos, pode-se estimar que num moderno LP as passagens mais altas atingem entre 40 e 50 dB, e nos modernos discos digitais (DAD), até 80 dB — acima da média do nível sonoro.

Assim pode-se afirmar que os amplificadores de uma moderna cadeia de reprodução sonora devem teoricamente ser capazes de reproduzir essas passagens ou picos sem qualquer distorção. Entretanto, para fornecer 40 dB acima de 50 mW, um nível de audição não muito alto, seria necessária uma potência de 500 W. Para os futuros desenvolvimentos, esse valor torna-se maior ainda, levando qualquer mortal a se perguntar: "Enfim, onde isto vai terminar?"



Sabendo-se que a sobreexcitação adicional é inevitável, como avaliar o comportamento de um amplificador? Possivelmente, esta é uma das causas do som amplificado pela válvula soar diferente, comparado ao do semicondutor.

Ao amplificar um sinal de alta intensidade, as válvulas meramente abrandam os picos, fornecendo uma senóide de picos arredondados à medida que ocorre a sobreexcitação. A limitação pode ocorrer na grade, uma vez que as resistências do circuito são geralmente dimensionadas para que seja apenas levemente positiva. Ou, ainda, como resultado da coalescência das curvas características em baixas tensões. O ouvido humano é surpreendentemente tolerante para tais limitações, quando ocorrem só nessas ocasionais passagens de sinal elevado.

Por outro lado, os semicondutores usados nos amplificadores de áudio são sempre transistores bipolares, tanto do tipo discreto como integrado. Esses dispositivos exigem corrente de base suficiente para que haja fluxo no coletor. Os amplificadores, em geral, apresentam realimentação negativa, de modo que, durante a limitação dos picos, alguns dos seus estágios são solicitados em excesso, exigindo um maior dreno da corrente de base. Caso qualquer capacitor seja afetado pelos pulsos, o resultado pode ser uma breve sobreexcitação, seguida de uma comparativamente longa recuperação do sinal, a qual, é claro, será muito mais notada que uma simples limitação dos picos. Mesmo usando-se acoplamento CC, pode ainda haver capacitores que causem tais sinais espúrios.

O transistor apresenta também outro efeito, motivado pelo fenômeno de armazenamento de carga. Durante sua fase de condução, não se desliga de imediato quando cessa a corrente de

Classes de amplificadores valvulados de acordo com o funcionamento

Tabela 1

Tipo	Princípio de operação
Classe A	Quando a corrente de placa circula sempre e a amplificação é praticamente linear. A tensão de grade é escolhida permitindo colocar o ponto de operação de tal forma que o sinal de entrada varie sempre em torno de uma porção reta da curva característica da válvula, porém sempre com valores negativos e nunca alcançando a parte da curva próxima do corte. A amplificação é de alta qualidade, com baixíssima distorção, apresentando eficiência de aproximadamente 20%.
Classe B	Quando a polarização de grade é aproximadamente igual ao valor do corte da válvula, sendo que a corrente de placa flui durante o meio ciclo positivo do sinal de entrada, interrompendo-se durante o negativo. Tipo de amplificador usado tanto para radiofreqüência como audiofreqüência, geralmente em estágios simétricos, para diminuir a distorção, apresentando eficiência entre 40 e 60%.
Classe AB	Quando apresenta desempenho entre os amplificadores classe A e B. Nele a corrente de placa circula além de 180°, porém a menos de 360° do sinal de entrada. O ponto de operação é praticamente o mesmo que no amplificador classe A, mas deixa-se a tensão do sinal variar até um valor positivo e além do corte, obtendo-se desta forma maior potência que num amplificador classe A e menor distorção que no tipo B, com eficiência de aproximadamente 40 a 75%.

polarização da base, porém continua tomando a corrente do coletor até que toda a carga relevante ainda em trânsito tenha sido removida. Esse efeito é mais pronunciado num transistor que esteja em solicitação plena. Assim sendo, quanto maior for a corrente da base, maior será o tempo de supressão. Nos componentes usados na fabricação de amplificadores de áudio que estejam em estado de sobreexcitação, o tempo pode ser da ordem de microssegundos, de modo que o efeito pode originar o aparecimento de sinais espúrios.

Uma vez que mesmo o mais crítico dos ouvintes não pode detectar picos de distorções nas ocasionais passagens de sinais maiores que 6 dB, pode-se, então, entender o porquê da afirmação de que um amplificador valvulado de 50 W tem rendimento equivalente aos 200 W de um congênere transistorizado. Um amplificador a válvula pode sofrer sobreexcitação sem apresentar quase nenhum efeito subjetivo na qualidade sonora, enquanto o mesmo provavelmente não ocorreria com o tipo transistorizado.

A carga — Um outro ponto que resulta em grande diferença entre o som valvulado e o transistorizado é o fato de que a impedância dos sonofletores nem sempre é constante. No popular sistema de 8 ohms, a carga oscila entre 4 e 16 ohms em todo o espectro de áudio, sendo excessivamente reativa para determinadas freqüências. A válvula não é afetada pela simultânea combinação entre queda de alta tensão e surgimento de corrente elevada, por breves períodos, na linha de carga elíptica. Mas, no caso dos transistores, como ilustra a figura 1, isso costuma causar um catastrófico segundo efeito de interrupção, originando um permanente estado de curto-circuito, o qual não deve ser confundido com a interrupção em avalancha, que é um fenômeno reversível.

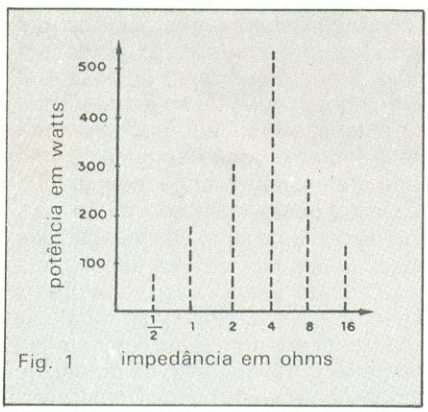


Fig. 1

Potência nominal de um amplificador transistorizado em função da carga resistiva.

Para suprimir esse efeito negativo, o projetista emprega transistores de alta eficiência, quando disponíveis. Ou utiliza componentes convencionais agregados a circuitos de proteção, cuja finalidade é cortar o sinal toda vez que os transistores de saída estiverem sujeitos àquelas perigosas e rápidas variações tensão/corrente que, por outro lado, acarretam deterioração desagradável no som produzido.

Com relação ao projeto de um amplificador, a válvula é um componente que apresenta ainda outra vantagem sobre o semicondutor, no que diz respeito à dissipação térmica. Como se sabe, no interior dos aparelhos, é muito importante que o calor produzido não interfira com os demais componentes do circuito. Nos amplificadores transistorizados, em geral a dissipação é feita por meio de uma estrutura metálica aletada — os chamados dissipadores —, termicamente isolada do corpo do chassi. Nos aparelhos valvulados, é de caráter natural, ou seja, por convecção ou irradiação, cujo mecanismo dissipador pode ser acelerado pelo emprego de uma tela metálica defletora montada sobre o conjunto do chassi.

Em contrapartida, as válvulas também apresentam alguns inconvenientes. Um deles é que sua tensão de polarização seja mantida constante para um correto desempenho do amplificador; esta uniformidade é em geral obtida por meio dos chamados pares de válvulas equilibradas que demandam constante verificação, além de acarretarem um custo de manutenção do equipamento mais elevado. Por outro lado, tem-se o transformador de saída, que consiste basicamente num enrolamento acoplado a um entreferro elaborado em chapa de ferro-silício grão orientado. É um componente volumoso, pesado e muito dispendioso, devido à tecnologia envolvida na sua fabricação. Entretanto, os partidários do som valvulado logo viriam em favor do transformador de saída, enfaticamente afirmando que suas desvantagens seriam compensadas porque permite ao amplificador, além de operar em valores de impedância variáveis, realimentação em dB e, por conseguinte, a redução da distorção enquanto o fator de amortecimento é o mesmo para qualquer carga.

Nesta altura, confirma-se o anteriormente dito, que o assunto é deveras polêmico. Diga-se de passagem, entre audiófilos puristas de ambas as tendências, o assunto é quente! Gera tanto calor como um bom amplificador transistorizado ou valvulado, pois qualquer um deles tem os seus prós e contras. Desta maneira, claro que não é nossa intenção acerbar ânimos, denegrindo ou realçando qualquer que seja a filosofia de construção empregada, porém informar sobre o estado da tecnologia da amplificação, na qual a válvula está ressurgindo de forma crescente. Torna-se, assim, mais do que oportuno uma retrospectiva aos seus dias de glória, permitindo compreender o motivo dessa tendência, principalmente para aqueles que não conviveram com a chamada "era de ouro" da válvula.

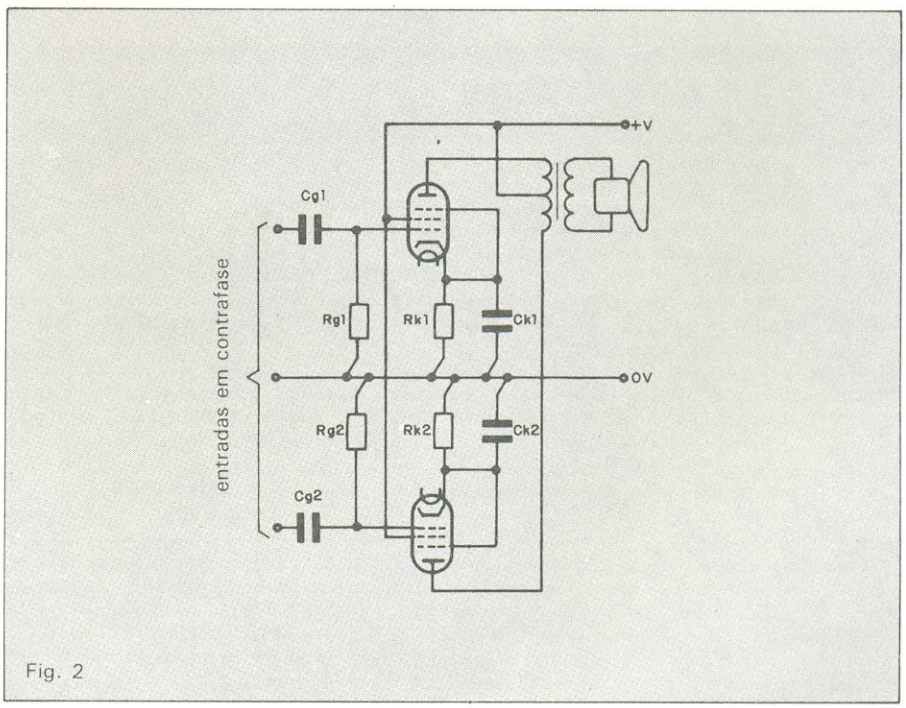


Fig. 2

Circuito de amplificação simétrico ou push-pull, *com válvulas.*

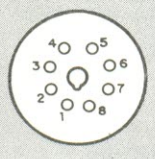
Válvulas usadas em estágios de saída de amplificadores

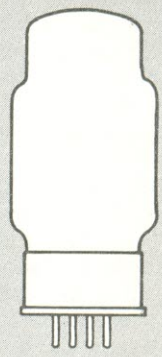
Tabela 2

Tipo	Principais características						Origem
	bulbo	base	função	tensão de filamento (V)	tensão de placa (V)	corrente de placa (mA)	
6L6G	vidro	octal	tetrodo	6,3	300	60	americana
6CA7	vidro	octal	pentodo	6,3	250	100	americana
EL-34	vidro	octal	pentodo	6,3	250	100	européia
KT-66	vidro	octal	tetrodo	6,3	250	85	européia
KT-88	vidro	octal	tetrodo	6,3	475	180	européia
6550	vidro	octal	pentodo	6,3	400	87	americana

Geralmente estas válvulas atuam como *amplificadoras de feixe*, onde feixes eletrônicos dirigidos são usados para aumentar a capacidade-potência da válvula e onde a grade de controle e a blindagem estão praticamente alinhadas.
Dependendo do modo de operação da válvula, pode haver modificações de algumas das características acima.

Diagrama das interligações com os pinos correspondentes em uma válvula KT-88:
pino 1 — blindagem na base metálica
pino 2 — filamento
pino 3 — placa
pino 4 — grade 2
pino 5 — grade 1
pino 6 — sem conexão
pino 7 — filamento
pino 8 — catodo, placa do feixe

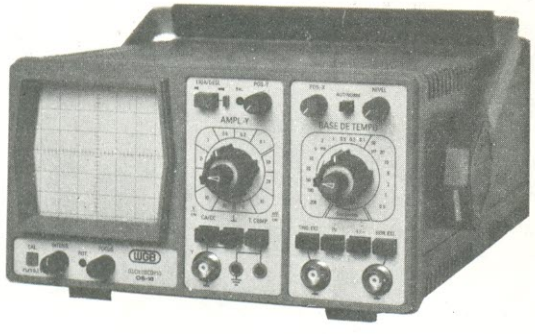




perfil de uma válvula tipo KT-88

OS-10

Osciloscópio para faixa de freqüências de C.C. a 10MHz



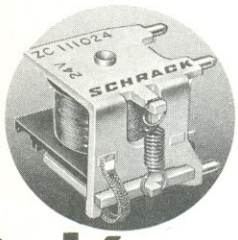
O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua freqüência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.

WGB **ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.**
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

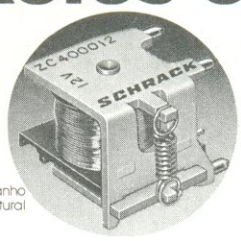
SCHRACK

A QUALIDADE DA MELHOR TECNOLOGIA!

- Pequeno volume
- Alta capacidade de comutação
- Versões de 12 a 40 A, 3 a 110 Vcc
- Cigarra: 3 a 110 Vcc/ca
- Fixação opcional por parafuso
- Nível de som: 50 dB
- Vida útil elevada



Relés e Cigarras
para C.I. tipo ZC



Tamanho Natural

Único com qualidade aprovada mundialmente

SCHRACK DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.

VENDAS: ITAPECERICA DA SERRA □ SP. Av. Eduardo R. Daher, 723 □ Centro □ Tel.: (011) 495-2944
RIO DE JANEIRO □ RJ. Rua Uruguay, 393 □ Sobreloja 102 □ Tijuca □ Tel.: (021) 268-2586
CORRESP.: ITAPECERICA DA SERRA □ SP. Caixa Postal 02 □ CEP 06850 □ Telex: (011) 33226 SCHR BR

A era de ouro da válvula — A busca do som perfeito, isento de distorções, é um dos fascinantes capítulos da eletrônica, para o qual contribuíram muitos pesquisadores, como, por exemplo: nos EUA, Fessenden e Armstrong, este último considerado o pai do rádio em freqüência modulada; na Inglaterra, Williamson, com o seu famoso circuito de amplificação. Pela complexidade envolvida, seria impossível aliar aspectos históricos e tecnológicos no âmbito de um artigo. Portanto, vamos nos limitar a discorrer apenas sobre alguns dos acontecimentos mais importantes que marcaram a "era de ouro" da válvula como elemento de amplificação.

No final da década de 40, os projetistas de amplificadores lançavam mão do clássico circuito *push-pull*, com duas válvulas, em geral tetrodos, obtendo potências de saída com altíssimas impedâncias, em certos casos de até 4 000 ohms. A válvula, pelas suas características físicas e de construção, apresenta forte tendência para operar em condições de alta tensão, baixa corrente e, claro, alta impedância. Amplificadores com essas características tinham tensão definida, uma vez que este parâmetro influía sobremaneira na potência nominal, que matematicamente se obtém com o produto teórico da tensão pela corrente.

Entretanto, na prática, era necessário o emprego de um transformador para reduzir em 8 ohms a elevada impedância de saída do estágio final. Por sua vez, o transformador agravava a chamada distorção de cruzamento, devido a um imperfeito acoplamento entre os enrolamentos primário e secundário, prejudicando, conseqüentemente, o sinal produzido.

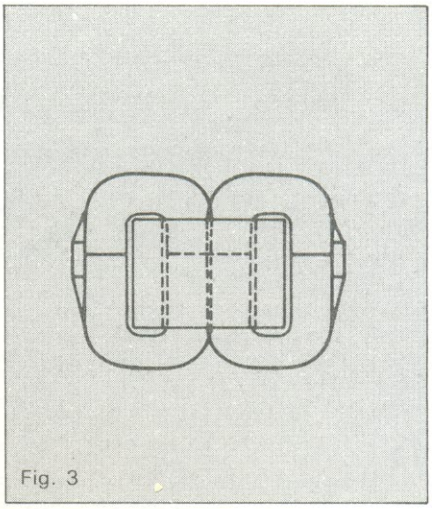


Fig. 3

Esquema de um transformador de saída desenvolvido por F. H. McIntosh.

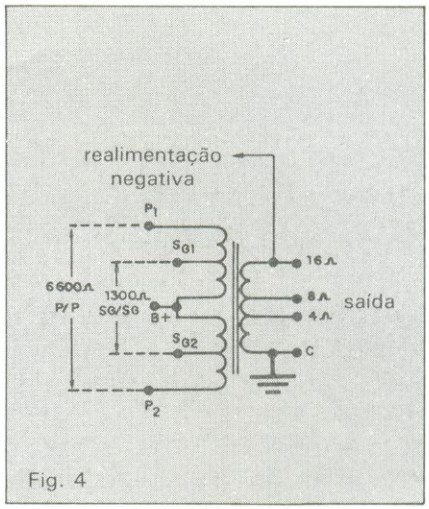


Fig. 4

Circuito de um transformador de saída ultralinear.

No início da década de 50, F. H. McIntosh desenvolveu e patenteou um eficiente circuito de amplificação simétrico (fig. 2), usando um transformador especial para eliminar esse defeito e melhorar bastante a resposta de freqüência. Basicamente, o transformador consistia num entreferro feito em chapa de ferro silício grão orientado, onde era inserido um enrolamento bifilar, ou seja, os enrolamentos primário e secundário eram interfoliados não menos do que cinco vezes para melhorar o acoplamento. Na realidade, esse tipo de enrolamento é conseguido alternando-se cada grupo de fiação, do primário e secundário, até completá-lo, como mostra a figura 3.

Nessa mesma época, um outro tipo de circuito de amplificação projetado para a reprodução sonora de alta qualidade foi lançado por David Hafler, fabricante de renomada reputação, principalmente pelos seus atuais pré-amplificadores de baixíssimas distor-

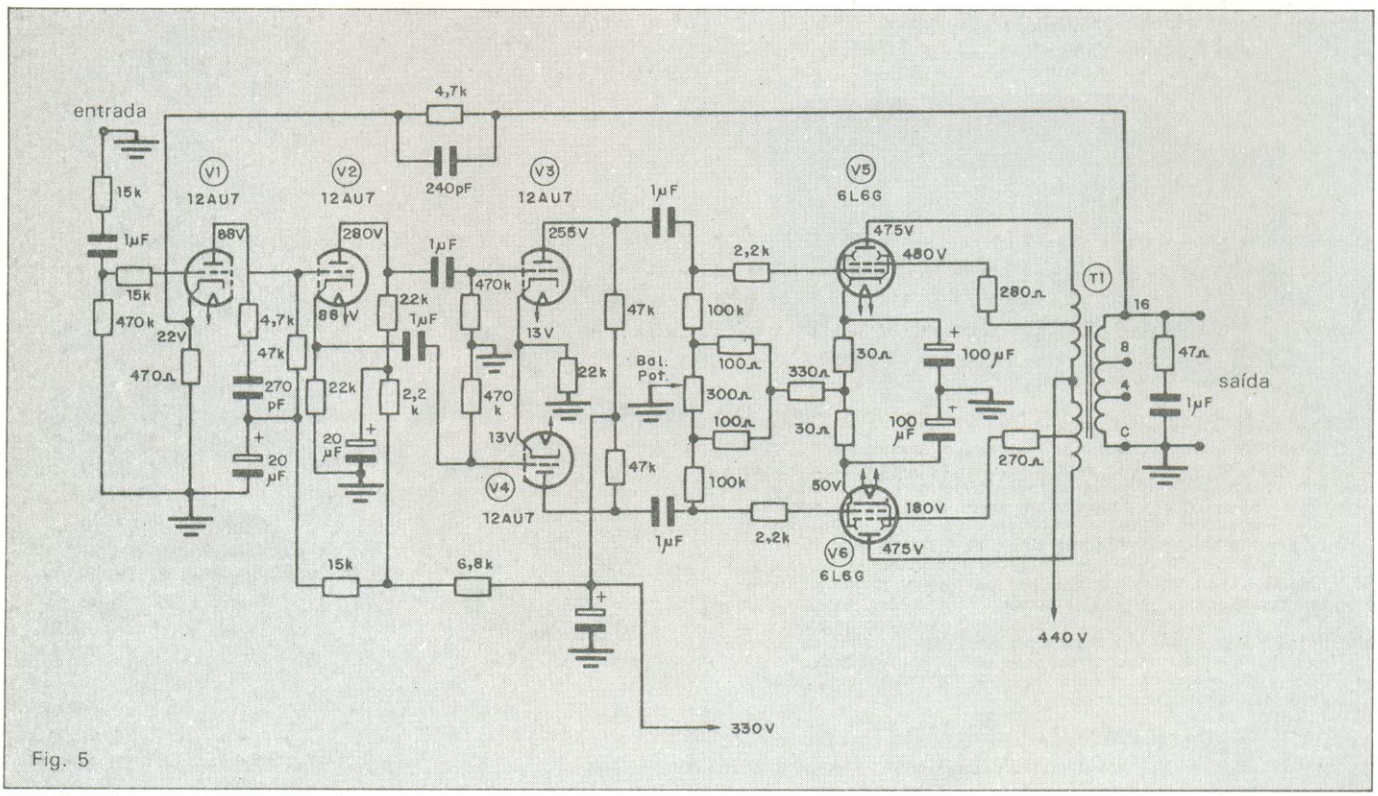


Fig. 5

Amplificador usando o circuito Williamson para operação ultralinear, com válvulas 6L6G em pares equilibrados.

Alguns fabricantes atuais de amplificadores valvulados

Tabela 3

fabricante	concepção	princípio de funcionamento	procedência
Audio Research	seção de potência estereofônica	AB	EUA
Conrad Johnson	seção de potência monofônica e estereofônica	AB	EUA
David Berning	seção de potência estereofônica	AB	EUA
Michaelson & Austin	seção de potência monofônica	A/AB – AB	Inglaterra
N. York Audio Lab. – Futterman	seção de potência monofônica e estereofônica	AB	EUA

ções. O circuito Hafler-Keroes, como era mais conhecido, também empregava um transformador de saída especial, originando o chamado amplificador de operação ultralinear. Neste circuito, o elemento da grade de blindagem retorna à derivação do enrolamento primário do transformador de saída, num ponto determinado em cerca de 18,5% da impedância primária (fig. 4), medida a partir da sua derivação central, permitindo um ponto de operação intermediário entre um pentodo e um triodo. Assim sendo, dentro do conceito de funcionamento da válvula como um pentodo, usando realimentação negativa na grade de blindagem, resultava num produto com menor distorção, mesmo em condições de nível de operação mais intenso.

Quando o circuito ultralinear era conjugado ao sistema de amplificação Williamson, como na figura 5, podia-se, então, obter um amplificador com potência de até 20 W com nível de distorção por intermodulação menor que 1%. Durante os anos 50 e boa parte da década de 60, a maioria dos amplificadores de qualidade baseava-se nesses circuitos ou em modificações dos mesmos.

O aparecimento do transistor logo levou a crer, de forma errônea, que sua função seria de uma válvula em miniatura, superando todas as desvantagens que oferecia a amplificação valvular. No entanto, a simplicidade do circuito a válvula, sua vantagem em operar cargas reativas e sua facilidade de dissipação térmica — ainda que considerando o transformador de saída como um dos seus componentes mais problemáticos — podem ser algumas das razões que levaram parte dos fabricantes a continuar produzindo amplificadores dessa natureza na era do transistor, culminando com sua renascença.

O estado atual da amplificação a válvula — Hoje, a amplificação valvular apresenta características peculiares, inerentes não apenas às modificações introduzidas na topologia dos seus circuitos básicos, como, também, à própria filosofia de fabricação, que é variável de fabricante para fabricante.

Existem fontes de alimentação de alta precisão, permitindo que as válvulas operem em regime bem mais controlado que os de antigamente, diminuindo, assim, bastante, as flutuações que podem prejudicar o sinal produzido pelo aparelho. Fontes dessa natureza são elaboradas com componentes de qualidade esmerada, como, por exemplo, transistores de saída de vídeo com dissipação de até 100 W e capacitores com elevada razão de rampa. Nos amplificadores estereofônicos, a fonte é dupla, para evitar interferência entre canais e, também, independente, de forma que é conectada ao circuito amplificador por meio de um cordão umbilical.

Ainda é interessante notar que, no exterior, algumas firmas se especializaram em adaptar fontes de alimentação para amplificadores mais antigos, fabricados na "era de ouro" da válvula, de forma que a sua qualidade sonora possa ser substancialmente melhorada.

No mercado internacional, existem várias marcas que apresentam modelos para operação em classe A/AB, fornecidos na forma básica — ou seja, apenas com o setor de potência — ou em conjunto com uma seção pré-amplificadora. Dentre estes, vale realçar, pela sua característica de não possuir transformador de saída, o legendário amplificador fabricado por Julius Futterman.

Em essência, o amplificador Futterman é de concepção monofônica, consistindo num volumoso chassi, onde estão montados um par de válvulas de entrada, um par de válvulas reguladoras de grade e, atuando como estágio de saída, dois conjuntos de três válvulas de vídeo em paralelo, tipo 6LF6, que possuem um terminal superior para conexão em alta tensão, tal como num televisor. A dissipação térmica das válvulas é facilitada pelo emprego de uma ventoinha montada na parte anterior do chassi. Quanto à qualidade sonora e desempenho, o aparelho é considerado pelos puristas como um dos mais perfeitos amplificadores até então fabricados.

Muitos outros aspectos poderiam ainda ter sido comentados sobre a amplificação valvular como, por exemplo, novos conceitos no projeto de amplificadores, pré-amplificadores usando válvulas miniaturas tipo Nuvistor com circuito em cascata, *cascode*, vários tipos de válvula e, principalmente, componentes especiais, como capacitores e resistores oriundos da sofisticada tecnologia para uso militar. Porém, espera-se que o que foi aqui abordado forneça subsídios teóricos para que o audiófilo possa tirar suas próprias conclusões sobre a renascença da válvula como elemento de amplificação. ●

Bibliografia

Tremaine, H. M., *Audio Cyclopedia*, Howard W. Sams, Inc., 9.ª edição, 1982, EUA.

Stokes, J. W., *70 Years of Radio Tubes and Valves*, The Vestal Press Ltd., 1982, EUA.

Read, Oliver; Welsch, Walter L., *From Tin Foil to Stereo*, Howard W. Sams, Inc., 2.ª edição, 1977, EUA.

Fontebasso, A., *L'epoca D'oro E'davvero Tramontata? Hi-Fi*, n.º 32, junho/1979, pp. 90-93, Itália.

Ruggieri, S., *Una Collezione da Mille e Una Valvola*, *Stereoplay*, ano XI, n.º 97, pp. 48-54, Itália.

Cooke, N. M.; Markus, J., *Dicionário de Rádio, Televisão e Eletrônica*, Ed. Globo, 1966, Rio de Janeiro, Brasil.

Audio Amplifiers, The M-O Valve Co., Ltd., 1979, Inglaterra.

Amplifiers Circuits, publicação n.º 14, The M-O Valve, Ltd., Inglaterra.

Tube Bible, New York Audio Lab., EUA.

Márcia Hirth/Juliano Barsali

FAGNER
CBS

Fagner quer ser um grande vendedor de discos, por isso tenta popularizar seu estilo e termina ficando no meio do caminho, sem conseguir o impacto brega de um Amado Batista (sem dúvida um grande vendedor de discos), e caindo em relação aos seus próprios parâmetros.

Neste LP de músicas descartáveis, porém bastante agradáveis de se ouvir, três faixas têm um pique diferente, bem mais no nível do que Fagner é capaz. Coincidentemente (ou não?), as três contam com participações especiais:

Paroara (Fagner/Chico Buarque/Fausto Nilo) — uma deliciosa brincadeira do trio com "entes" e "aras", com a participação de Chico. Paroara é um recrutador de seringueiros no Pará ou um nordestino que vive na Amazônia ("Chegamos um bocado de g*ente*/Da mesma se*ara*/O sol tava danado de qu*ente*/Queimou nossa c*ara* (...)").

Te Esperei (Gereba/Capinam) — um samba que define bem as esperanças "novo-republicanas" do brasileiro("(...) Te esperei vinte março*s*/E mais fevereiros/Eu te esperei/E te espero ainda (...)"). Com a participação de Beth Carvalho.

Contramão (Fagner/Belchior) — um quase-rock, valorizado pela participação de Cazuza, que terminou influenciando o estilo.

ENCONTROS E DESPEDIDAS
Milton Nascimento
Barclay

Todo grande artista tem direito à sua época de entressafra, de esgotamento da criação. Para as gravadoras, no entanto, o que vale são as exigências do contrato, que reza a feitura do disco anual, com inspiração e vontade, ou não. Aí acontecem LPs com brilho menor, fora do nível habitual do astro. É o que acontece nesse disco de Milton.

É um LP quase doloroso, impossível de ouvir sem ficar com a sensação de despedida, muito mais que de encontro. Há uma amargura evidente demais permeando todo o disco, quase uma impotência diante dos sentimentos e da vida. E, por mais paradoxal que possa parecer, falta sentimento, emoção, exatamente nas interpretações de Milton; logo nele, sempre tão capaz de transmitir as nuanças de cada canção (que somem nas vozes de outros cantores), tão capaz de arrepiar o ouvinte.

Por épocas sombrias passamos todos nós e delas renascemos. E, como diz o próprio Milton: "No olhar e nos gestos os homens se tocam como humanos e criadores de encontros e despedidas. Eternamente os cometas anunciam a vida. Nascimento". Resta esperar o próximo disco, depois do encontro com o Halley.

FÁBIO JÚNIOR
CBS

Esse LP de Fábio Júnior é igualzinho aos anteriores: tem arranjos bons (porém evitando qualquer inovação), melodias um passo à frente do brega, letras grandiloqüentes, recheadas de "filosofismos" ("Calma, gente, calma/ A gente vive impressionado materialmente/Desesperado, acomodado, espiritualmente mal/Tá mal,mal/Grana, grana/Só se fala em grana (...)", *in Alma*), e aquela interpretação que se pretende série e profunda. Com Roberto Mathias, Fábio se dá bem melhor.

As fãs adorarão o estilo *sexy*-brincalhão das três fotos do disco. Na proposta artística do garotão isso é muito importante, tanto que nos créditos do disco é até citado o nome da maquiladora.

Inclui o *hit Quando Gira o Mundo*.

SÉTIMA ARTE
Fátima Guedes
Polygram

Num ano de muitas esperanças e poucas ousadias, uma das coisas mais criativas foi mesmo esse LP de Fátima Guedes. Deixando de lado cometas e "novas repúblicas", ela se concentrou num único assunto — o cinema —, compondo e cantando sozinha dez faixas interligadas por esse tema, mas muitas vezes independentes na mensagem que passam.

Assim, o que à primeira vista parece ser apenas uma declaração de amor à Sétima Arte, no fundo, é também um pretexto para falar de amor e desencontros (*Os Amores que Eu não Tive* e *Não te Amo mais*), o estrelato (*Minha Nudez* e *Um Sonho*), a relação pai-filha (*Criatura*) e a pura paixão pelo cinema (*Sétima Arte*). Fátima não esqueceu, também, de ironizar os filmes de Elvis Presley, com *Férias em Acapulco*, e o detetive durão, com *Film Noir*.

As letras são ágeis e bem construídas, mas o disco fica um pouco a dever nas músicas e interpretações — um problema que talvez pudesse ser solucionado variando os arranjadores e incluindo convidados em algumas faixas. Um espetáculo à parte são as fotomontagens que ilustram todo o encarte — que fazem Fátima Guedes contracenar com James Dean, Clark Gable, Drácula, Elvis Presley e até Humphrey Bogart; um verdadeiro ensaio fotográfico, que poderia ser chamado de "fotoclip". Um perfeito complemento à trilha sonora que é *Sétima Arte*.

TODOS OS PALCOS
Jessé
RGE

Gravar um LP a cada ano ou a cada nove meses é dose até mesmo para artistas muito criativos e com muitos amigos compositores. No caso de Jessé, esses lançamentos contínuos, quase sem paradas para analisar o trabalho ou tomar fôlego, parecem mais um investimento num bom produto, e só. E Jessé tira proveito disso para desenvolver uma linha que teve início em *Porto Solidão* e prossegue com o mesmo excesso de vocais, agudos fora de hora e arranjos pretensiosos.

Não que ele não seja sincero no que faz. O problema deve estar mesmo é na orientação da carreira e no fato de Jessé ainda não ter encontrado um estilo, uma linha mestra para seguir. E, o que é mais impressionante, enquanto isso ocorre freqüentemente com cantores que só gravam sucessos já consagrados de outros intérpretes, com Jessé acontece mesmo com músicas totalmente inéditas, que poderiam ser muito melhores com as interpretações e os corais certos. Um exemplo? A música-título desse último LP, *Todos os Palcos*, que tem a preciosa participação do MPB-4 e arranjo vocal do Magro. Sente-se a diferença como um alívio, como uma brisa de verão. E a voz do cantor, domada, mais contida, parece encontrar seu caminho — que poderia levá-lo a ser uma das melhores vozes de nossa música. ●

SEJA UM PROFISSIONAL EM

ELETRÔNICA

Capacite-se técnica e praticamente em: RÁDIO - AUDIO - TV A CORES - VÍDEO CASSETE - INSTRUMENTAL - PROJETOS E MONTAGENS - FABRICAÇÃO DE APARELHOS - ELETRÔNICA DIGITAL - MICROPROCESSADORES - COMPUTAÇÃO - DIREÇÃO DE OFICINA ETC.

HOMEM OU MULHER...

ESTA É SUA GRANDE OPORTUNIDADE:

SIM. . . a de formar-se progressivamente, estudando e praticando facilmente com o nosso famoso Método de Ensino Livre por ETAPAS -- tipo UNIVERSIDADE ABERTA — onde você irá se formar e graduar-se na Carreira Técnica de maior e melhor FUTURO, transformando-se num requisitado Profissional Executivo, altamente Remunerado.

TODA A ELETRÔNICA EM 4 ETAPAS E 48 Kgs.:

Você receberá 12 Remessas de Material Didático e um Título por Etapa, totalizando 48 Remessas na Carreira de "TÉCNICO EM ELETRÔNICA SUPERIOR" (TES), tendo recebido em 48 Kgs.: "O mais Moderno, Completo, Formativo e Prático de todos os CURSOS TÉCNICOS, com mais de 6.000 Ilustrações, pesando o Material de Estudo e Consulta 18 Kgs., mais 30 Kgs. de Material de Prática e Equipamentos Profissionais".

SEGURO BRADESCO E GARANTIA LEGALIZADA:

Na 1ª Remessa receberá um Formulário para estudar "Segurado e Garantido pela "BRADESCO SEGUROS". Na 11ª Remessa receberá uma GARANTIA da ALTA QUALIDADE DE ENSINO, ENTREGA DE TODOS OS EQUIPAMENTOS E EMPREGO PROFISSIONAL, amparado pela Lei.

SÓ O INC ENSINA COM TANTO MATERIAL PRÁTICO:

TODO GRADUADO NO TES TERÁ RECEBIDO COM TOTAL GARANTIA: O mais completo Equipamento Profissional para as intensas Práticas em seu Lar, e um exclusivo Estágio (opcional) de TREINAMENTO FINAL no Instituto e nas Empresas, recebendo para APRENDER FAZENDO: 1 SUPER KIT EXPERIMENTAL GIGANTE (Montará Progressivamente: "Provadores, Osciladores, Amplificadores, Rádios, Instrumentos, Projetos e Fabricação de Placas de C.I., etc.") — 24 Ferramentas — 2 Instrumentos Analógicos — 1 Gravador K7 e 6 Fitas — 6 Alto-falantes e Tweeters — 12 Caixas Plásticas e Metálicas com Material Avulso — Kits — 1 Gerador A.F.-R.F. e 1 Multímetro Digital "KIURITSU" — 1 Gerador de Barras para TV "MEGABRAS" ——— 1 TV A CORES COMPLETO e 1 OSCILOSCÓPIO "PANTEC".

IMPORTANTE: Conserve este anúncio para verificar depois de Graduado no TES quanto a mais do prometido lhe beneficiou o INC.

BENEFÍCIOS EXCLUSIVOS:

Os resultados desta CARREIRA TÉCNICA estão Legalmente Garantidos, faremos de você um Profissional Executivo em Eletrônica Superior, altamente remunerado, conquistando um alto padrão Sócio-Econômico.

Para que nossa OBRA EDUCACIONAL se cumpra a perfeição, entregamos os valiosos Kits, Equipamentos, Textos e Manuais Técnicos de importantes Empresas, do: "CEPA — CETEISA — ELECTRODATA — FAME — GENERAL ELECTRIC — HASA — HITACHI — KIURITSU — MEGABRAS — MOTOROLA — PANAMBRA — PHILCO — PHILIPS — R.C.A. — RENZ — SANYO — SHARP — SIEMENS — SONY — TAURUS — TEXAS — TOSHIBA e outros", mais as famosas BOLSAS DE ESPECIALIZAÇÃO para os Graduados no TES com Estágios em Empresas e no CEPA.

Esta magnífica OBRA EDUCACIONAL é uma realidade graças ao apoio e respaldo que importantes Instituições, Empresas e Centros de Pesquisa brindam com tanto entusiasmo ao INC, pelo sólido prestígio ganho em base a cumprimento, ideais de serviço e autêntica responsabilidade.

Instituto Nacional CIÊNCIA
Comunica que você vai estudar no melhor Curso de Eletrônica Segurado e Garantido pela...
BRADESCO SEGUROS

INC Instituto Nacional CIÊNCIA

Para solicitar PESSOALMENTE
R. DOMINGOS LEME, 289
Para mais rápido atendimento solicitar pela
CAIXA POSTAL 19.119
CEP: 04599 — SÃO PAULO

INC SOLICITO GRÁTIS O GUIA PROGRAMÁTICO DO CURSO MAGISTRAL EM ELETRÔNICA.

Nome: _____

Endereço: _____

Cidade: _____ Estado: ____

CEP: _____ Idade: ____

NE-106

Ruy Natividade

No mercado, dois sofisticados amplificadores

O setor de áudio ganha dois novos reforços: um pré-amplificador e um amplificador de potência, fabricados pela Micrologic para atender à faixa do mercado nacional representada pelos audiófilos e P.A.

A Micrologic acaba de lançar no mercado dois novos equipamentos de áudio: um pré-amplificador e um amplificador de potência. Ambos são bastante sofisticados — o *power* M-1000, por exemplo, é o primeiro amplificador do mercado a usar transistores MOS de potência, enquanto o P-1000 (o pré) utiliza conectores banhados a ouro.

O responsável pelo projeto desses aparelhos é o engenheiro eletrônico Ruy Luiz Baccarat Monteiro, formado pela Universidade Mackenzie, que, antes de vir para a Micrologic, trabalhou alguns anos na Gradiente. Ruy adota os testes subjetivos antes de lançar qualquer novo produto no mercado. Como ele próprio explica, "os testes subjetivos são muito importantes, porque todo aparelho que toca bem, mede bem. Mas nem todo aparelho que mede bem, toca bem. Assim, primeiro o equipamento tem que medir o melhor possível e, depois, tocar o melhor possível".

O M-1000 faz parte da nova linha esotérica de amplificadores da Micrologic e está sendo comercializado em duas versões, uma para audiófilos e outra para o pessoal de P.A. Isto acontece não porque uma versão seja mais barata ou sofisticada do que a outra, mas sim porque o mercado de P.A. possui necessidades diferentes do segmento constituído pelos audiófilos.

Entre as duas versões há, contudo, algumas diferenças quanto às especificações, por exemplo. O modelo destinado aos audiófilos tem uma potência de saída de 460 W RMS por canal e o modelo para P.A., 500. Constata-se a diferença também quanto à resposta de freqüência. Um vai até 120 kHz (P.A.) e o outro até 400 kHz (audiófilos). O *dumping* da versão audiófilo é maior que 1 000 e o de P.A., maior que 500.

A resposta em freqüência do modelo para P.A. é propositalmente limitada em 120 kHz, porque, no caso de montagens ao ar livre, o operador do equipamento não tem condições de evitar ruídos e sinais de radiofreqüência, que podem ser amplificados. Como na versão para audiófilos este problema não é tão crítico, a resposta pode ser estendida até 400 kHz.

Melhorando os agudos — A versão audiófilo usa um circuito de saída híbrido, empregando a última geração de transistores EBR (*Emitter Ballasted Resistor,* transistores MOSFET de potência (para acionar os EBR) e *Double Complementary Fet* para os duplos diferenciais de entrada, em configuração cascata, totalmente complementar. De acordo com a Micrologic, esses componentes viabilizaram a elaboração de um circuito bastante linear e com baixa taxa de realimentação negativa. Além disso, em vez de se utilizarem capacitores eletrolíticos para acoplar os vários estágios do circuito, foram empregados capacitores de filme metálico. Outro detalhe importante da concepção desse projeto da Micrologic: ele dispensa o uso de chaves ou relés em todos os pontos por onde passa o sinal de áudio.

O M-1000 utiliza o circuito de saída híbrido porque o transistor MOS reproduz melhor os agudos que o transistor bipolar. Por outro lado, este reproduz melhor os graves que o MOS. Assim, a solução encontrada pelo projetista foi combinar as características de ambos.

Pelo fato de a energia utilizada nos agudos ser baixa nesse tipo de configuração, o MOS opera sozinho até um certo nível de energia e depois passa a trabalhar em conjunto com o transistor bipolar. Outro aspecto interessante do circuito é que ele possibilita um *dumping* muito mais alto, graças ao MOS.

O circuito do M-1000 — tanto na ver-

A FAMÍLIA MAR-GIRIUS AUMENTOU!

Completando a linha de Micro-Chaves Inversoras a MAR-GIRIUS CONTINENTAL lança no mercado as **MICRO-CHAVES COM ACIONADORES DE TECLAS E ALAVANCAS** em nylon, com cores variadas, com molduras simples e com encaixe para led's.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

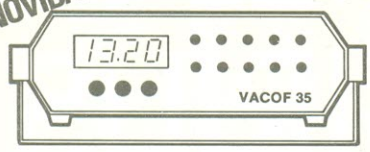
3 modelos: unipolares, bipolares e tripolares
Caixa de montagens: injetadas em baquelite
Contatos: estampados em cobre e banhados em prata ou ouro e prata.
Alavancas e Teclas: injetadas em nylon.
Cores: 8 cores de linha ou variações de tonalidade a determinar.
Terminais: Standard, para Circuito Impressos, de encaixe e Wire-Wrap.

MAR-GIRIUS CONTINENTAL

MATRIZ: CEP 13.660 — AVENIDA VICENTE ZINI N.o 665 — PORTO FERREIRA — SP — BRASIL — FONE (0195) 81-3262 - TELEX P.F. (019) 2544 MGCI BR — **FILIAL:** (DEPTO. COMERCIAL) — CEP 03150 — RUA MARIA DAFRÉ N.o 119 — SÃO PAULO — BRASIL — FONE (011) 914-1366 — TELEX S.P. (011) 24076 MGCI BR

NOVIDADE

• Garantia: 1 ano.



OFERTA DE LANÇAMENTO
3 INSTRUMENTOS EM 1
(MULTÍMETRO + CAPACÍMETRO + FREQÜENCÍMETRO)

MODELO		VACOF 30	VACOF 35
DISPLAY		LED, 3 dígitos	LED, 3,5 dígitos
ESCALAS	Volts	0,1 até 1000	0,2 até 1000
	Amperes	0,1 m até 1	0,2 m até 2
	Capac.	1 nF até 10 uF	2 nF até 20 uF
	Ohms	1 k até 10 M	2 k até 20 M
	Freq.	1 K até 10 M	2 k até 20 M
DIMENSÕES		85x190x185	85x190x185
ALIMENTAÇÃO		110 ou 220 V	110 ou 220 V
PREÇO (CR$)		3 290 000	3 990 000

CONDIÇÕES DE VENDA

1. Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, pedidos acompanhados de cheque nominal ou Vale Postal de 10% do valor, com despesas de despacho por nossa conta.
2. Pedidos acompanhados de Cheque Nominal ou Vale Postal pelo valor integral, tem DESCONTO DE 15%.
3. Pedidos após 15.01.86 e até 15.02.86 terão acréscimo de 15%.
4. No pedido, indicar Modelo e tensão.

Pedidos à:
EIDOS IND. E COM. LTDA.
Rua Ribeiro do Vale, 1131
04568 - São Paulo - SP.

ACEITAMOS REVENDEDORES EM TODO O BRASIL

LIVROS PETIT

» **ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES.**
Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odissey.
Cr$ 68.000 mais despesas postais.

» **MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES**
Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE.
Cr$ 72.000 mais despesas postais.

» **ELETRÔNICA DIGITAL - Teoria e Aplicação**
Cr$ 56.000 mais despesas postais.

» **ELETRÔNICA BÁSICA - TEORIA E PRÁTICA**
Cr$ 30.000 mais despesas postais.

» **RÁDIO - TEORIA E TÉCNICAS DE CONSERTOS.**
Mais FMs, Alta Fidelidade, Stéreo, etc.
Cr$ 40.000 mais despesas postais.

» **TV A CORES - CONSERTOS**
Cr$ 28.000 mais despesas postais.

» **TV BRANCO E PRETO - CONSERTOS.**
Cr$ 24.000 mais despesas postais.

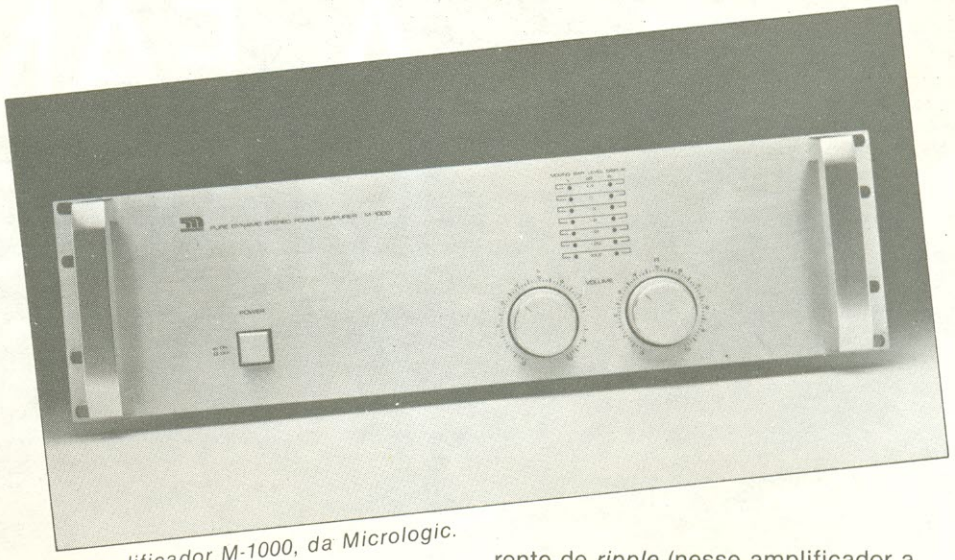
» **SILK SCREEN**
P/ Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc.
Cr$ 30.000 mais despesas postais.

» **AUTOMÓVEIS - GUIA DE MANUTENÇÃO.**
Cr$ 38.000 mais despesas postais.

» **FOTOGRAFIA**
Cr$ 18.000 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de 98.000.

» **Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal.**

PETIT EDITORA LTDA
CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000
Av. Brig. Luiz Antonio 383 - 2º - 208 - SP



O amplificador M-1000, da Micrologic.

são P.A. como na destinada a audiófilos — apresenta uma configuração totalmente complementar, operando em classe AB. O projetista Ruy Monteiro explica: "Há, então, uma simetria completa com qualquer tipo de sinal. Com uma onda quadrada, por exemplo, os tempos de subida e descida são idênticos, o que não ocorre em nenhum outro amplificador quase complementar. Nesses amplificadores, os tempos de subida e descida são diferentes, criando um espectro completamente não harmônico. Isso tem um reflexo horrível, pois as distorções geradas não são nem harmônicas nem lineares.

"O som de uma onda quadrada é desagradável. Mas uma onda quadrada é completamente harmônica. É verdade que o conteúdo harmônico é ímpar, mas é um conteúdo harmônico. E isso quer dizer alguma coisa que tem harmonia. Agora, a distorção por variação de tempo de subida e descida é uma distorção completamente não harmônica, já que nem mesmo as componentes têm a mesma freqüência. Esse fenômeno aumenta a fadiga auditiva, toda vez que tivermos sinais de entrada muito rápidos. O circuito totalmente complementar geralmente possui um conteúdo harmônico de ordem par, que é menos incômodo que os de ordem ímpar."

A fonte de alimentação — outra seção interessante do M-1000 — foi elaborada de modo a proporcionar o máximo de transferência de energia instantânea e contínua. Como sabemos, um dos problemas da fonte é o de "arriar" muito durante um transiente. Há, então, a necessidade de mantê-la o mais estável possível, para que a resposta a transientes seja a mais fiel. Por isso, na fonte do M-1000, foram utilizados capacitores especiais do tipo *computer grade* de 72 000 μF/100 V. A principal característica desses capacitores é a baixa impedância e a alta corrente de *ripple* (nesse amplificador a corrente de *ripple* é de 52 A).

Para conseguir correntes de *ripple* maiores, a Micrologic costuma associar em seus equipamentos vários capacitores em paralelo; ao invés de usar, por exemplo, um capacitor de 10 000 μF/50 V, ela utiliza dois de 5 000 μF/50 V para obter uma corrente de ondulação maior. Em determinados projetos, a Micrologic chega a utilizar até 8 capacitores em paralelo.

Dispositivo de proteção — O M-1000 emprega uma fonte única, com dois transformadores, onde a positiva é completamente separada da negativa. Segundo a Micrologic, trata-se de uma técnica para manter o *ripple* sempre no mesmo nível. Por outro lado, o equipamento possui ainda três sistemas de proteção.

O primeiro sistema consiste num dispositivo de proteção eletrônica contra curtos na saída, que atua em alta velocidade e é provido de memória, de modo que os transistores nunca ultrapassem os limites de segurança.

O segundo refere-se à estabilidade térmica, através de termostatos que acionam um microventilador, quando o aparelho excede uma determinada temperatura de operação. Segundo a Micrologic, com esse dispositivo está eliminado o risco de o equipamento desligar-se durante um show, a não ser que seja ativado um segundo termostato, para evitar a "queima" do aparelho (contudo, tal circunstância só ocorrerá se alguém vedar os furos de ventilação). A capacidade do microventilador é de 60 litros/segundo. Na versão para audiófilos, ele só entrará em operação quando a temperatura estiver em alta potência, para que o seu barulho não incomode o usuário em baixos níveis de audição — já que em altos níveis de potência o ruído do microventilador não é perceptível. Na versão P.A., o ventilador fica sempre ligado. Finalmente, em vez dos tradicio-

INFORMÁTICA

os segredos do software e hardware, agora ao seu alcance!

PROGRAME O SEU FUTURO, SEM SAIR DE CASA, COM OS CURSOS DE INFORMÁTICA DA OCCIDENTAL SCHOOLS

1 — **PROGRAMAÇÃO BASIC** - Onde você aprende a linguagem para a elaboração dos seus próprios programas, a nível pessoal ou profissional! Software de base ensinado em lições objetivas e práticas.

2 — **PROGRAMAÇÃO COBOL** - A verdadeira **linguagem profissional**, largamente utilizada no Comércio, Indústria, instituições financeiras e grande número de outras atividades!

3 — **ANÁLISE DE SISTEMAS** - Toda a técnica da utilização dos computadores na solução e detecção de problemas empresariais. Um dos mais promissores campos da INFORMÁTICA.

4 — **MICROPROCESSADORES** - O hardware em seus aspectos técnicos e práticos. Projeto e manutenção de microcomputadores, ensinados desde a Eletrônica Básica, até a Eletrônica Digital, aplicadas aos mais avançados sistemas de microprocessamento.

GRÁTIS *Solicite catálogo ilustrado sem compromisso!*

OCCIDENTAL SCHOOLS

cursos técnicos especializados

Al. Ribeiro da Silva, 700 CEP 01217 São Paulo SP

Telefone: (011) 826-2700

À
OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

NE-106

Sim, desejo receber, **gratuitamente**, o catálogo ilustrado do curso de:

- ☐ programação BASIC
- ☐ programação COBOL
- ☐ análise de sistemas
- ☐ microprocessadores

Nome _____

Endereço _____

Bairro _____

CEP _____ Cidade _____

Estado _____

nais dissipadores, o M-1000 utiliza o próprio chassi do aparelho como radiador de calor.

O terceiro dispositivo visa proteger as caixas acústicas contra a presença de CC na saída do amplificador. Esse circuito é constituído por uma fonte de alimentação totalmente independente associada a um relé que, uma vez acionado, desliga da rede o amplificador (pelo fato de não desligar a saída do amplificador, este relé não degenera o sinal de áudio que vai para as caixas acústicas).

Além desses recursos, o M-1000 dispõe de uma chave limitadora de potência em 2/3 e 1/3 da potência máxima, que foi introduzida pelo fato de as empresas que trabalham com P.A. costumarem padronizar os seus equipamentos. A esta razão, vale acrescentar uma outra: a exigência de amplificadores de menor potência para os médios e agudos em sistemas de multiamplificação.

Uma outra característica importante do equipamento é a sua relação peso/potência: apesar dos seus 1 000 W RMS, ele pesa apenas 23 k, o que facilita o seu transporte. E, por falar nisso, vale lembrar que os amplificadores de P.A. também são utilizados em trios elétricos, motivo pelo qual a Micrologic projetou para o M-1000 um chassi com grande resistência ao desmanche, evitando peças que possam causar vibração. Sua tampa, por exemplo, é presa em 32 pontos e é travada ponto a ponto quimicamente. Dessa maneira, procura-se impedir que alguma vibração tire algum parafuso do lugar.

O M-1000 é comercializado em cor escura ou clara podendo também ser adquirido com entrada balanceada.

Pré-amplificador — O *design* do P-1000 é muito semelhante ao do M-1000, embora sua altura seja menor (105 mm). Trata-se de um aparelho totalmente despojado de alegorias, que dispõe apenas de três chaves: liga/desliga, seletora de programa e seletora para cápsulas de magneto móvel, bobina móvel e disco a laser, além do controle duplo de volume por passos, para eliminar o controle de balanço. Todos os contatos de seus conectores são banhados a ouro. Ruy Monteiro justifica: "Há necessidade de empregar conectores de ouro porque, nas entradas de bobina móvel e disco a laser, as correntes envolvidas são muito baixas".

O pré-amplificador possui também uma saída TNC — um tipo de conector com uma impedância controlada, para permitir o emprego de cabos coaxiais de 50 ohms, com a finalidade de enviar o sinal a longas distâncias, sem perda na resposta em freqüência. Além da saída TNC, há uma outra — do tipo RCA — para pequenas extensões.

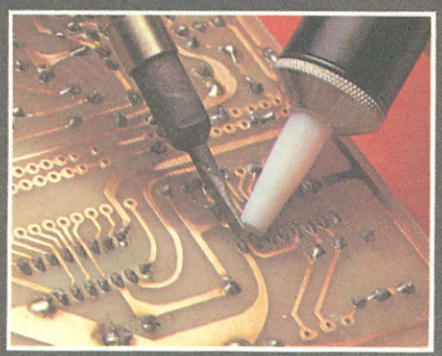
O P-1000 utiliza circuito com transistores FET totalmente complementar, operando em classe A. Ruy Monteiro assinala que "este circuito não apresenta distorção não linear, ou seja, sua distorção é sempre harmônica". E acrescenta: "Quando digo não linear, significa uma distorção com conteúdo harmônico definido. O que se procura fazer então é minimizar as distorções desagradáveis".

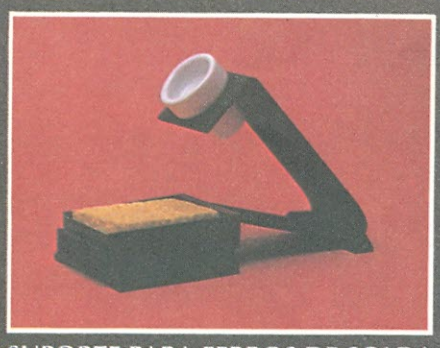
Para tornar a resposta a transientes a mais real possível, a Micrologic não utilizou realimentação negativa na equalização fono. Sobre este aspecto, Ruy Monteiro afirma: "Quando você realimenta, reinjeta um sinal e existe sempre um atraso, que é o tempo do circuito".

Um aspecto interessante do P-1000 é que ele pode trabalhar com cápsulas de bobina móvel sem a necessidade de um pré-pré. Outro ponto interessante é que ele é vendido com cabo de alimentação de três pinos.

O P-1000 e o M-1000 estão sendo vendidos pela "bagatela" de 2 mil dólares cada um, sendo que o M-1000 — versão audiófilo — é fabricado apenas sob encomenda, com prazo de entrega a combinar. ●

DESSOLDAR JÁ FOI PROBLEMA...





SUPORTE PARA FERROS DE SOLDA COM ESPONJA VEGETAL

MOD. MASTER

MOD. 101

MOD. 301

MOD. 201

AGORA É SOLUÇÃO, COM OS SUGADORES DE SOLDA PROFISSIONAIS DA "AFR"

Bicos intercambiáveis com opção para bicos antiestáticos para MOS/LSI.

SOLICITE FOLHETO TÉCNICO

AFR EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS ELETRÔNICOS LTDA.

DEPTO. DE VENDAS: RUA CAMÉ, 710
03121 – SÃO PAULO – SP
TEL.: (011) 914-5667

BRASTEK. O SUPER DISTRIBUIDOR DE COMPONENTES ELETRÔNICOS.

ARNO ROTRON
BECKMAN
Bishop Graphics
CONSTANTA
DICIPONTO
FAIRCHILD
GENERAL INSTRUMENT
IBRAPE
ICOTRON
Tecnologia Siemens
molex
MOTOROLA
NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION
SAME PIRELLI
UNITRODE
WESTERN DIGITAL CORPORATION

Componentes eletrônicos das mais conceituadas marcas e com absoluta garantia de origem e qualidade.

Garanta sua Imagem através da nossa qualidade.

BRASTEK Eletrônica Ltda.

Rua Carlos Pinto Alves, 29 - CEP 04630 - São Paulo SP - Brasil - Telefone (PABX): (011) 543-8477
Telex: (011) 53675 BRTK BR

David Marco Risnik

TV CONSULTORIA

Análise do defeito antes de trocar componentes

Quatro temas tratados nas respostas a cartas: falta de imagem por queda na fonte, informe sobre a *Baby Empire*, uso da TV como monitor para micro e transmissão estereofônica do som

Sem imagem, com bom som

Venho pedir-lhe ajuda para solucionar um problema em um aparelho Philips KL1, pois tenho pouco conhecimento em reparo de TV. Acredito que poderá estar resolvendo também o problema de muitos principiantes neste ramo. Vamos aos fatos:

1) O aparelho se encontra sem trama, ou seja, sem luz na tela.

2) O som é normal, e ótimo.

3) As tensões medidas no oscilador horizontal B414, PCF802, estão de acordo com os valores do esquema.

4) A tensão medida na grade de controle da amplificadora de saída horizontal B41, PL509, está de acordo com o esquema.

5) A válvula PL509 está boa, já testei em outros aparelhos, e também a substituí por outra nova.

6) O componente R1533 é um fusistor e, sempre que ligo o aparelho, ele esquenta demais e abre. É por ele que passa a alimentação de + 270 V para a grade auxiliar da PL509.

7) A tensão de + 270 V que vem do ponto "+ 2" está normal.

8) Os componentes ligados a PL509 estão todos bons.

9) A válvula B42, PY500, amortecedora, também já testei em outro aparelho e está boa.

10) O fly-back, *olhado por fora, aparentemente não apresenta vestígios de estar queimado, derretido, ou sintoma de escapamento de alta tensão.*

Como deverei proceder para restabelecer a tensão da placa de B41 (PL509) e também a alta tensão para o tubo de imagem?

Paulo Roberto S. Vasques
Rio de Janeiro, RJ

Aquilo que é considerado por alguns como simples e rotineiro pode parecer a outros extremamente complicado e até mesmo impossível de ser solucionado. O que define esses dois aspectos com relação a um mesmo problema é a atitude pela qual o encaramos. Infelizmente, muitos de nossos técnicos, mesmo aqueles que há tempos deixaram de ser principiantes, desenvolvem o seu trabalho bem mais por "instinto" e pelo "método das tentativas" do que por conhecimento de causa. Muitas vezes, esses métodos elementares até funcionam e podem ser justificados pela afirmativa de que "não há tempo a perder".

Recentemente tive um problema com o alternador do carro e, após o eletricista tê-lo desmontado, comunicou-me que seria necessária a substituição de todos os seus componentes internos (escovas, regulador de voltagem eletrônico etc.), pois estavam "queimados". Muito bem, se estivessem queimados, obviamente deveriam ser substituídos, mas uma dúvida me intrigou: como conseguiu em apenas alguns minutos chegar a essa categórica conclusão, sem que ao menos um instrumento de teste tivesse sido utilizado?

Os longos anos de prática poderiam justificar essa atitude, mas uma segunda versão, que mais tarde foi confirmada, pareceu-me óbvia: é muito mais cômodo e rentável substituir todos os componentes do conjunto, uma vez que certamente entre eles estará o culpado. E assim o problema será solucionado, obviamente às custas do cliente, que pagará desnecessariamente peças novas.

Não existem fórmulas mágicas nem soluções tiradas de livros de receitas, mas sim métodos adequados de pesquisa. O restabelecimento da tensão de MAT em seu TV será obtido quando o estágio horizontal voltar a operar com normalidade e, para isto, será suficiente detectar o que o está impedindo. Neste caso, também poderíamos recomendar que todas as peças fossem substituídas, desde o oscilador até a saída horizontal, e, com grande probabilidade, o problema estaria solucionado. Mas vamos auxiliá-lo a raciocinar com lógica e prudência, que

ESCOLAS INTERNACIONAIS

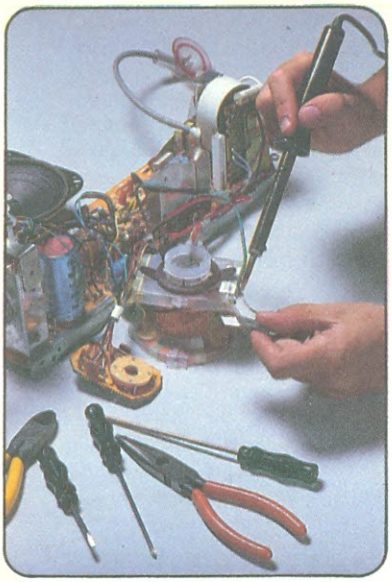
O FUTURO EM SUAS MÃOS

CURSOS DE: ELETRÔNICA; RÁDIO, ÁUDIO, APLICAÇÕES ESPECIAIS e TELEVISÃO

Escolas Internacionais, a maior, a mais moderna, a mais atualizada instituição de ensino por correspondência em todo o mundo! Na África do Sul, Austrália, Brasil, Canadá, Escócia, Estados Unidos, Gana, Inglaterra, Irlanda do Norte, Irlanda do Sul, Nova Zelândia, Singapura, Zâmbia e Zimbabwe.

A dimensão, a tradição, a seriedade e a atualização de ensinamentos são fatores muito importantes para você que deseja estudar por correspondência. É a garantia de que sempre contará com professores, educadores, engenheiros e técnicos modernos e muito bem preparados para levar-lhe os ensinamentos dos quais você não pode prescindir nos dias de hoje: MODERNOS. DINÂMICOS. SEMPRE ATUALIZADOS.

Você receberá, INTEIRAMENTE GRÁTIS, todas as peças, ferramentas, acessórios e componentes para fazer interessantíssimas experiências eletrônicas, para montar um *rádio portátil,* um *injetor de sinais,* um *multitester profissional,* um *sintonizador AM/FM, de 4 faixas, estéreo,* com *duas caixas de som,* um *receptor de televisão.*



ESCOLAS INTERNACIONAIS
Caixa Postal 6997 - CEP 01051 - São Paulo - SP - Telefone: (011) 803-4499

ATENÇÃO

Caso você não queira recortar a revista, envie uma carta ou telefone para EI.

Escolas Internacionais
Cx. Postal 6997 - CEP 01051 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 803-4499
Sr. diretor, solicito que me envie, inteiramente grátis, o catálogo completo dos cursos de: *(assinale com X o curso desejado).*

☐ Eletrônica ☐ Rádio, Áudio e Aplicações Especiais ☐ Televisão

NE-106

Nome _____

Rua _____ n.º _____

Cidade _____ Estado _____

CEP _____ Telefone _____

é o caminho mais rápido para se chegar a uma solução.

O estágio horizontal, em sua essência, é muito simples e opera como um amplificador de sinal, como se pode ver na figura 1. A válvula de saída horizontal (PL509) é uma amplificadora de potência, transformando o sinal (pulsos de tensão) entregue pelo oscilador horizontal em "energia" (potência). O *flyback* é nada mais do que um transformador, que tem aspecto diferente daqueles que normalmente estamos habituados a ver, pois está otimizado para o sinal (freqüência e tipo de onda) com que opera. A alimentação (CC) de placa da saída horizontal é fornecida pela fonte de + 270 V através da válvula amortecedora (PY500) e do enrolamento primário (10/11) do TSH. Porém, devido à carga indutiva na placa da PL509, são desenvolvidos pulsos de alta tensão, originados pelo chaveamento (corte/saturação) dessa válvula. Este chaveamento é controlado pelo sinal aplicado à sua grade de controle.

Sabe-se que a potência sobre um dispositivo representa o produto da tensão pela corrente (V × I) em cada instante. Os dispositivos de chaveamento, como no sistema de excitação do TSH (válvula ou transistor), caracterizam-se por produzir V × I pequenos em relação ao sinal que desenvolvem. Assim, durante os altos picos de tensão de placa, a corrente é muito pequena (corte da válvula) e, durante a saturação, a situação se inverte, com corrente maior, porém com tensão muito pequena. Na realidade o maior produto V × I é desenvolvido durante a transição de um estado ao outro.

O dimensionamento dos componentes desse circuito é então estimado para que operem dentro do regime normal de chaveamento. Quando, por exemplo, ocorre a falta do sinal de excitação (oscilador horizontal inoperante), a válvula de saída horizontal deixa de operar em regime de chaveamento e passa a conduzir corrente puramente contínua. A potência desenvolvida neste caso é substancialmente elevada, superando o dimensionamento dos componentes e causando muitas vezes o superaquecimento da placa (avermelhamento) e a queima de resistores, como é o caso do fusistor R1533 que alimenta a grade auxiliar. Essa situação é típica do não funcionamento do estágio de potência horizontal.

Quando o motor de um carro pára, a primeira providência é verificar se existem as condições elementares para o seu funcionamento: combustível e sistema elétrico. No estágio horizontal devemos nos posicionar da mesma forma. Existe o sinal de excitação para o dispositivo de potência (válvula ou transistor)? Existe a tensão de alimentação (+ B) que fornece energia a esse estágio? Esses são os dois requisitos elementares que devem ser checados, antes de se partir para o teste das válvulas, componentes, TSH etc.

Na maioria das vezes, não basta comparar as tensões CC do circuito com aquelas anotadas no esquema, pois disto pouco se pode concluir. Os sinais alternados, principalmente no caso do oscilador horizontal, é que serão decisivos para o nosso diagnóstico. A grade de controle junto ao catodo da válvula de saída horizontal opera como um diodo grampeador. Durante os semiciclos positivos do sinal aplicado a essa grade, o diodo conduz, impedindo o desenvolvimento de tensões positivas nesse ponto. Portanto, a presença de tensão negativa (– 80 V, de acordo com o esquema) é um indício claro e evidente da presença do sinal alternado. A válvula não cria essa tensão, simplesmente ela é produzida em função do sinal alternado aplicado, como indica a figura 2.

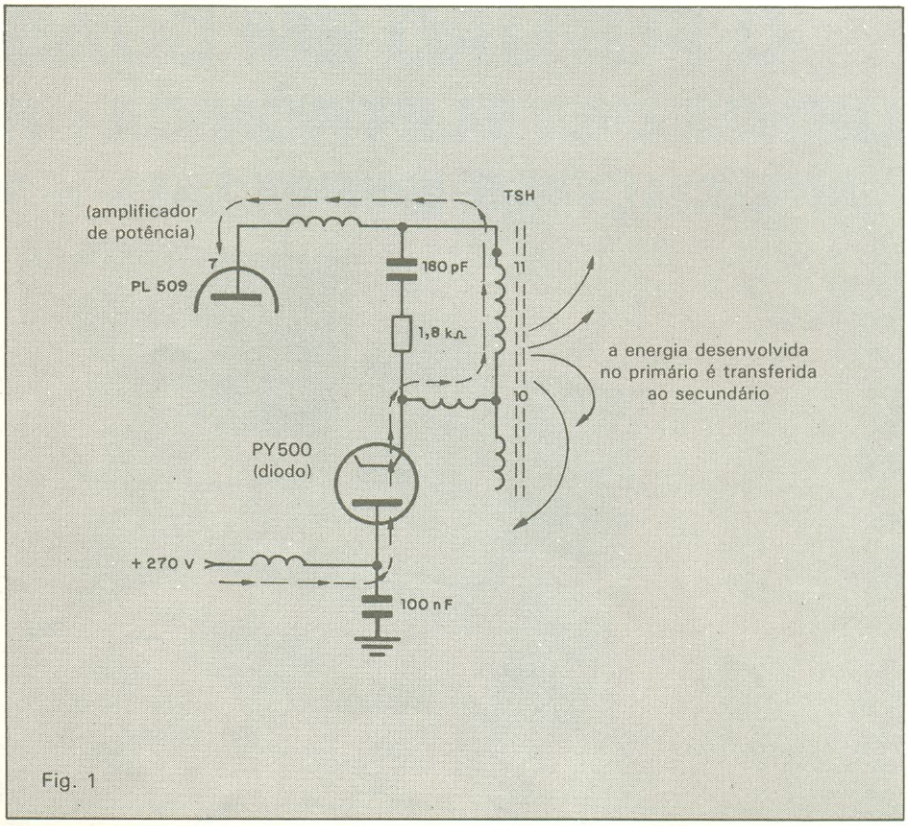


Fig. 1

Percurso da alimentação da válvula de saída horizontal do TV Philips KL1.

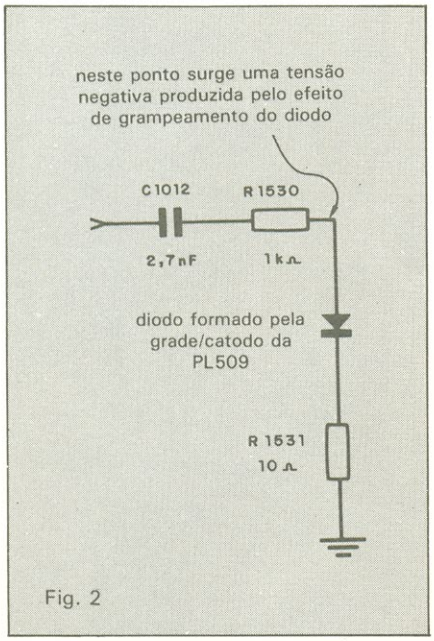
Esse é um dos pontos-chave da questão. Não encontrando a tensão negativa (utilize instrumento de alta impedância para não "carregar" o circuito), torna-se evidente a falta de sinal de excitação.

O transformador de saída horizontal (TSH) pode também inibir a correta operação do estágio, porém tais situações são menos freqüentes. Nesses casos, qualquer anormalidade em enrolamentos secundários é refletida ao primário, obedecendo a relação de espiras entre eles. Particularmente, o enrolamento de MAT é o mais vulnerável — bastam algumas espiras em curto para serem refletidas como uma considerável carga ao primário.

Muitas vezes o teste ôhmico e a inspeção externa do componente pouco revelam sobre o seu estado.

Baby Empire

Em referência ao assunto levantado



A grade de controle e o catodo da válvula de saída horizontal funcionam como um diodo.

pelo leitor José Carielo da Silva em TV Consultoria, NE n.º 101, sobre o retardo no disparo do oscilador horizontal do chassi BO-2 da TV Baby Empire, remeto-lhe em anexo o comunicado de serviço CS/01/74, de 8 de fevereiro de 1974, emitido pela administração Servi-Empire. Eis aí o "empurrãozinho" que você sugeria ao colega.

Silvio Granja
UFMS

Agradeço sua atenção, prezado Silvio Granja, e tenho certeza de que este comunicado será de extrema utilidade aos possuidores do tradicional Baby Empire ainda em funcionamento.

Realmente desconhecíamos esse comunicado da Empire que já há mais de dez anos alertava os técnicos para darem um "empurrãozinho" na osciladora horizontal, facilitando o seu disparo. A referida comunicação de serviço diz o seguinte:

"Levamos ao conhecimento dos nossos técnicos que, em todos os televisores que apresentarem o fenômeno de retardo no disparo do oscilador horizontal, se deverá adicionar um resistor de 1 MΩ, 5%, 1/4 W, entre os pinos 5 e 6 (fig. 3) do soquete da válvula 4CB6-V801".

Micro e a TV como monitor

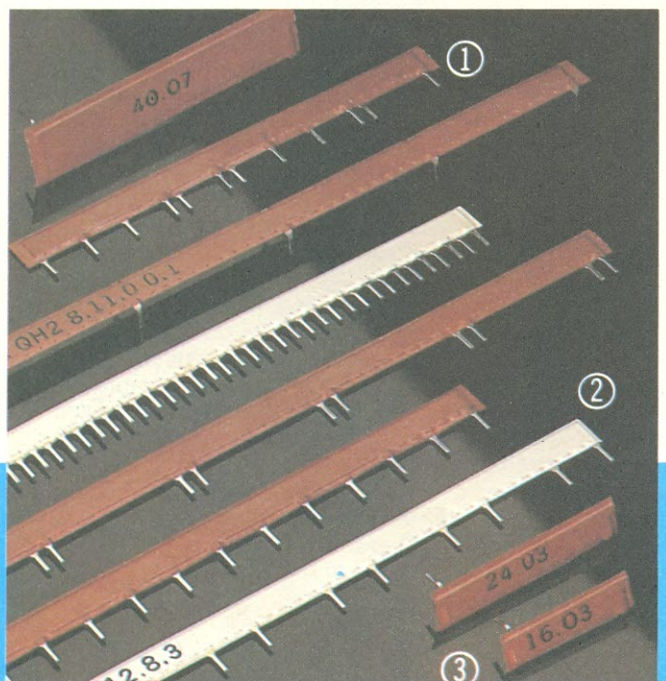
Sou possuidor de um computador pessoal TK-85 e meu aparelho de TV é da marca Philips modelo TX-12. Estou interessado em transformar este aparelho em um monitor de vídeo, isto é, não usar o modulador de RF do micro e jogar o sinal direto na entrada de vídeo do televisor. Assim, escrevo para vocês esperando que me ajudem nesta pequena empreitada.

No modulador de RF do micro chegam dois fios. Qual deles corresponde ao sinal de vídeo? E como fazer a ligação do micro com o aparelho de TV?

Para facilitar a tarefa, envio os esquemas do aparelho de TV do TK-85.

Fernando Bernardes de Araújo
Rio de Janeiro, RJ

MINI/BUS, Q/PAC E MICRO/Q. TRÊS PEQUENAS GRANDES IDÉIAS DA ROGERS COSELBRA.



① **Q/Pac.** Substituindo trilhas de alimentação e os capacitores de desacoplamento, o Q/PAC possibilita aumentar a densidade da placa do Circuito Impresso reduzindo a complexidade das placas multicamadas com menor nível de ruído.

② **Mini/Bus.** É uma barra de distribuição de alimentação sem capacitor interno. Elimina o problema da queda de tensão ao longo das placas e ainda possibilita substituir até 50% dos capacitores de desacoplamento.

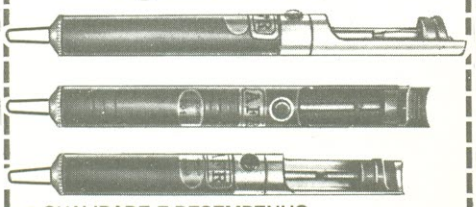
③ **Micro/Q.** Capacitor para desacoplamento, que montado por baixo do Circuito Integrado e sem utilizar trilhas de Circuito Impresso, reduz o nível de ruído de 8 a 10 vezes em relação ao capacitor convencional.

ROGERS COSELBRA

Fábrica: R. Olinda, 280 Fds. CEP 04761 - Socorro - Santo Amaro - SP
Tel. (011) 523.8355 • Vendas: Av. Eng. Luis Carlos Berrini, 801 cj. 111/121
Brooklin - 04571 - São Paulo - SP - Tel. (PABX) (011) 533.9566
Telex: (011) 53288 - FAX: (011) 61-3770

AFR

Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS À SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TEFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTIESTÁTICO PARA MOS/LSI.

Suporte para ferro de solda

COM ESPONJA VEGETAL PARA LIMPEZA DAS PONTAS

feito por profissionais para profissionais

AFR
Equipamentos e Acessórios Eletrônicos Ltda.
Rua Camé, 710
Cep 03121-São Paulo-SP
Telefone: (011) 914-5667

NOVA ELETRONICA

MAIS QUE UMA REVISTA TÉCNICA, UMA FONTE INESGOTÁVEL DE CONHECIMENTOS

Todos os equipamentos que geram sinais de vídeo (microcomputadores, videogames, videocassete etc.) possuem internamente um modulador de RF, que fornece um sinal de VHF apropriado para alimentar o receptor de TV direto, via terminais da antena. Esse procedimento é adotado porque a grande maioria dos receptores comerciais produzidos até o momento não dispõe de uma entrada de vídeo externa, o que facilitaria muito o acoplamento de sinais, produzindo inclusive uma imagem mais estável e nítida.

Uma adaptação dessa natureza é relativamente simples, porém exige alguns conhecimentos técnicos. Foi publicada na seção TV Consultoria da NE nº 91 (setembro/84) a matéria "Como ligar micros e videocassetes à televisão", onde todos os detalhes dessa operação estão esclarecidos. Desconhecemos os circuitos do TK-85 e o esquema que você nos enviou é, na realidade, um diagrama de disposição de blocos, não sendo possível identificar os referidos fios.

O sinal de vídeo é fácil de ser localizado, se você dispuser de um osciloscópio. Mas cuidado: pequenas dificuldades podem se transformar em grandes problemas quanto a tentativa de solucioná-las é feita por pessoa não habilitada.

TV estereofônica

Gostaria que fossem abordadas na TV Consultoria informações sobre a TV estéreo. Como será a decodificação do sinal, detalhes de circuitos, possibilidade de modificações da TV mono para estéreo. Ou então literatura para referências.

Rubens Fanini
Paranaguá, PR

As transmissões em estereofonia do sinal de áudio para televisão, dentro de pouco tempo, constituirão uma realidade entre nós. Atento à nova modalidade de transmissão, o mercado de receptores de TV já dispõe de modelos preparados para essa função, contendo dois canais independentes de áudio e dois sistemas reprodutores de som (caixas acústicas ou falantes embutidos no gabinete). Apesar de estarem preparados para a recepção estéreo, nesses receptores ainda está ausente o sistema de decodificação, pois, até o presente momento, não temos notícia de uma definição por parte dos órgãos competentes. Tudo indica que o sistema a ser adotado será idêntico ao processo utilizado pelos receptores de rádio FM.

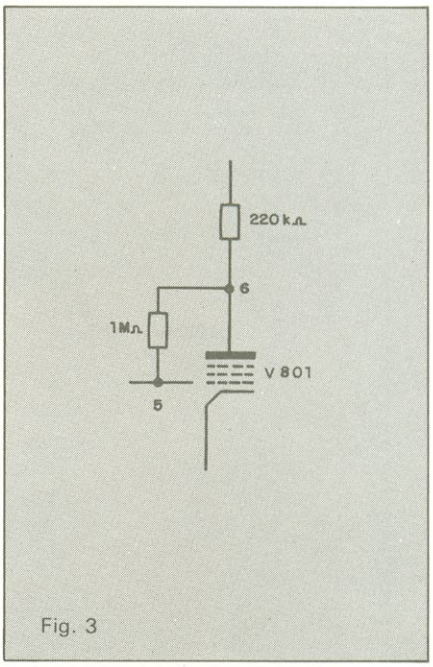


Fig. 3

Adição de um resistor ao oscilador horizontal da TV Baby Empire, conforme instrução do fabricante.

Nesse princípio são transmitidos dois sinais. Um canal normal, por questões de compatibilidade, envia um sinal correspondente à soma dos canais esquerdo e direito (E + D). Uma segunda informação, contendo a diferença entre os sinais do canal esquerdo e direito (E – D), é também enviada em uma portadora auxiliar modulada em amplitude (dentro da modulação de FM), que por questões de economia de faixa é suprimida. A portadora auxiliar para o sistema de televisão deve ter exatamente o dobro da freqüência do horizontal (2 × fh).

Os receptores monofônicos poderão ser adaptados ao sistema estereofônico se a largura do canal de FI de som for suficiente para dar passagem a essa nova informação com maior largura de banda. De qualquer forma, será necessário acrescentar mais um canal de áudio e um sistema reprodutor de som à TV, ou optar pelo uso de um amplificador estéreo externo, alimentado pelos sinais de áudio do televisor.

Voltaremos a discutir este assunto tão logo informações definitivas sejam liberadas. ●

1600m² para lhe proporcionar o melhor atendimento.

FILCRES

20 Anos de Sucesso

ATENDIMENTO PERSONALIZADO:
Equipes especializadas para orientá-lo ou demonstrar equipamentos em todo o território nacional.

INFORMÁTICA:
Completa linha de periféricos e computadores, desde pessoais até Sistemas profissionais.

ASSISTÊNCIA TÉCNICA:
Profissionais altamente qualificados, aptos a atender qualquer tipo de necessidade.

SUPRIMENTOS PARA CPD:
Diskettes, formulários, fitas para impressoras etc... à pronta entrega.

TREINAMENTO E CURSOS:
Mantemos cursos e treinamento de operação gratuitos, incluindo aulas práticas e material didático.

INSTRUMENTOS:
Equipamentos de teste e medição para as diversas áreas da Eletrônica e Informática.

FILCRES

AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

NASCENTE

Ciro J. V. Peixoto

6.ª PARTE

Conheça os operacionais pela prática

Concluímos o estudo dos circuitos integradores e diferenciadores, analisando sua utilização prática em circuitos montados a partir do operacional 741

Como anunciamos na etapa anterior, continuaremos a estudar os circuitos diferenciador e integrador, desta vez abordando suas aplicações práticas. Para isso, dividimos este artigo em experiências e montamos nossos circuitos em torno do conhecido CI operacional 741.

Experiência 1 — Temporizador com o circuito integrador — Na figura 1, encontra-se ilustrado o circuito do temporizador, que utiliza as propriedades do integrador composto por CI1 e componentes associados para, a partir de um sinal de *start* externo, iniciar um período de temporização que irá culminar no acionamento de uma carga qualquer.

Para pequenos valores de tensão no capacitor X, podemos considerar a seguinte equação:

$$T = \frac{V_{CX} CX}{I}$$

Onde:
V_{CX} = tensão no capacitor X
CX = valor do capacitor
I = corrente de carga do capacitor (que, para a fig. 1, é igual a 1 μA)

Esta equação equivale à de uma reta que passa pela origem:

$$y = Ax$$
$$y = T$$

Onde:

$$V_{CX} = X$$

$$\frac{CX}{I} = A$$

O funcionamento do circuito da figura 1 pode ser descrito através do gráfico da figura 2, que representa a tensão de saída do integrador (tensão medida no pino 6 do CI1). Como podemos observar, no eixo das abscissas, para $t<0$, estamos considerando a chave de *reset* fechada e, para $t \geqslant 0$, estamos considerando a chave *reset* aberta.

Assim, ao abrirmos CH1 ($t \geqslant 0$), o capacitor CX começa a se carregar através do resistor de entrada (fig. 1, R_e = = 1 MΩ). Em conseqüência desse processo de carga, a saída do operacional irá exibir uma tensão variável de mesmo valor que a integral no tempo do sinal de entrada, que, para os valores de R_e e CX, equivale a uma reta, conforme o gráfico da figura 2.

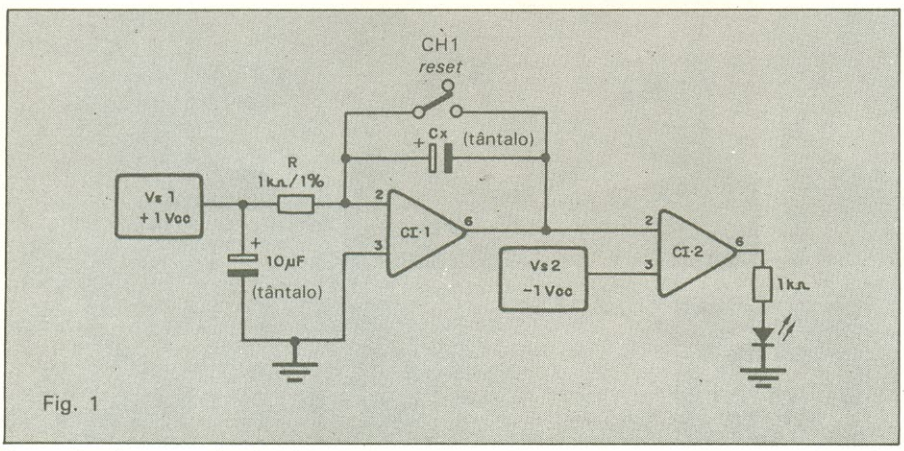


Fig. 1

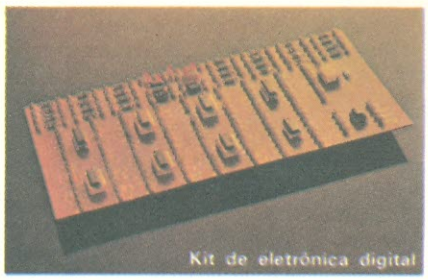
Temporizador com circuito integrador.

Chegando junto com a tecnologia de ponta!

MULTIMETRO DIGITAL

Da mesma forma como o fizera com o primeiro kit de televisão produzido no Brasil, novamente a **Occidental Schools** se antecipa no mercado, agora com o lançamento do revolucionário **multímetro digital** em forma de kit.

Kit digital — Além deste moderno equipamento, recentemente a **Occidental Schools** lançou também um avançado kit de **eletrônica digital**, inicialmente previsto para 50 experiências. O número de experiências poderá ser ampliado, de acordo com a capacidade de assimilação e criação de seu operador.


Kit de eletrônica digital

Estes e outros kits mais, são partes integrantes dos cursos técnicos intensivos, por correspondência, da **Occidental Schools**, onde teoria e prática se somam, dando ao aluno plenas condições de dominar os circuitos eletrônicos em geral.

Assim, por exemplo, no curso de televisão P&B/Cores, enquanto o aluno fica familiarizado com o funcionamento dos circuitos — técnicas de manutenção e reparos —, tem ainda a oportunidade de montar o ainda único televisor transistorizado, em forma de kit, produzido no Brasil!

Kit de televisão transistorizado

Valor do investimento — A esta altura, você deve estar se indagando a que preço sairiam o repasse destas tecnologias e equipamentos. O valor dos mesmos, se equiparam aos dos modelos similares produzidos em escala comercial. Isso, sem considerar que ao concluir o curso, mais que um usuário, você estará especializado numa área que poderá, inclusive, lhe proporcionar consideráveis rendimentos. Depende só de você.

Informações detalhadas — Para atingir o grau de credibilidade e a incontestável liderança no segmento de cursos técnicos especializados, a **Occidental Schools**, sempre se preocupou em bem informar a seus alunos, antes mesmo da efetivação da matrícula. Afinal, num curso por correspondência é importante você saber, antecipadamente, quem são e o que fazem as pessoas que prometem êxito em seus estudos.

Sendo assim, solicite pessoalmente maiores informações em nossos escritórios, por telefone ou, simplesmente, utilizando a nossa caixa postal com o cupom abaixo. Qualquer que seja o meio utilizado, teremos o máximo prazer em lhe atender. Conte desde já conosco!

atendimento de alunos

OCCIDENTAL SCHOOLS
AL. RIBEIRO DA SILVA, 700
01217 SÃO PAULO SP
Telefone: (011) 826-2700

À
OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

NE-106

Desejo receber **gratuitamente** e sem nenhum compromisso, catálogos ilustrados do curso que assinalo a seguir:

☐ Eletrônica ☐ Eletrônica Digital ☐ Áudio e Rádio ☐ Televisão
☐ Eletrotécnica ☐ Instalações Elétricas ☐ Refrigeração e Ar Condicionado

Nome _____

Endereço _____

Bairro _____

CEP _____ **Cidade** _____ **Estado** _____

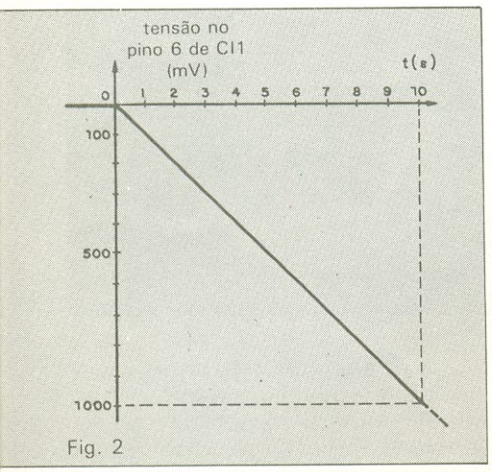


Fig. 2

Gráfico representando o funcionamento do temporizador.

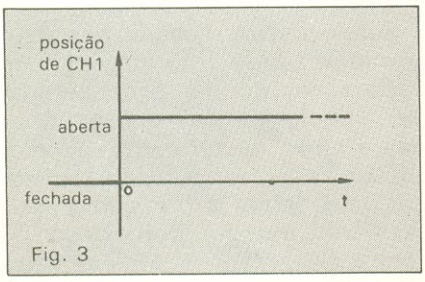


Fig. 3

Representação das duas posições da chave de comando CH1.

Conforme podemos verificar pelo gráfico, a tensão de saída de CI1 atinge o potencial de -1 V após o término de 10 s (considerando CX = 10 µF), com uma razão de resposta de $-0{,}1$ V/s. Neste ponto temos necessidade de um circuito detector que possa, a partir de uma tensão fixa, acionar uma carga externa. Isto é alcançado por meio de CI2, que se constitui em um comparador de tensão, cuja função é acender o LED quando a tensão de saída de CI1 for igual à tensão de referência do pino 3 de CI2 (para a fig. 1, igual a $-1V_{cc}$), indicando o término do período de temporização.

Observe agora o gráfico da figura 3, que ilustra as duas possíveis posições de CH1 no tempo. Para este gráfico, temos a seguinte equação:

$$\text{(I)}\ P_{CH1} = K$$

Onde:
P_{CH1} = posição de CH1
K = constante

enquanto que, para o gráfico da figura 2, temos:

$$\text{(II)}\ V_s = -tK$$

Onde:
t = tempo (variável da equação)
K = constante
V_s = tensão de saída

Agora, vamos integrar (I), com a finalidade de comprovar a ação de CI1 como circuito integrador:

$$P_{CH1}dt = Kdt = tK$$

Assim, podemos ver que: $P_{CH1}dt = -V_s$, o que mostra que CI1 realmente realizou a integração do gráfico da figura 3, invertendo o sinal de saída. Por fim, é possível utilizar os valores de CX da Tabela 1, para se alterar o período máximo de temporização do circuito.

Experiência 2 — Geração de um sinal co-senoidal — O objetivo desta experiência é obter um sinal co-senoidal a partir do sinal senoidal da rede elétrica, utilizando para isso as propriedades do circuito diferenciador.

Relembrando, na saída do diferenciador da figura 4, temos:

$$V_s = -RC\,\frac{dV_e}{dt}$$

Sabemos que:

$$V_e = V_{máx} \cdot \text{sen}\,(\omega t)$$

Onde:
$\omega = 2\pi f$ (freq. de ent. em rad/s)
$V_{máx}$ = tensão de pico do sinal V_e

Assim temos:

$$V_s = -RC\,\frac{dV_e}{dt} \Rightarrow V_s = -RC\,\frac{d}{dt}$$

$$[V_{máx}\cdot\text{sen}(\omega t)] \Rightarrow V_s = -\omega RC\, V_{máx}\cdot\cos(\omega t)$$

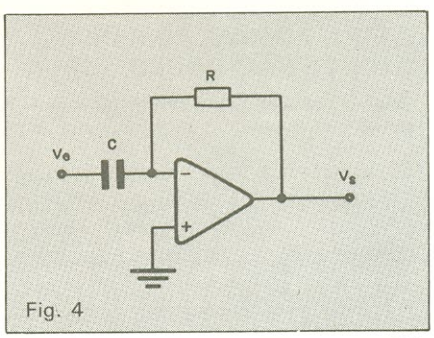


Fig. 4

Circuito diferenciador básico com amplificador operacional.

Ou seja, a tensão de saída será deslocada 1/4 de ciclo em relação à tensão de entrada, sendo amplificada pelo operacional através da expressão de ganho:

$$\frac{V_s}{V_{máx}} = \omega RC \quad \text{(I)}$$

Podemos calcular os valores do circuito da figura 4 estipulando alguns parâmetros, como ganho unitário para a tensão de saída V_s. Para a equação (I), temos: $1/2\pi fC = R$. Estipulando um valor de 1 µF para C:

$$R = \frac{1}{6{,}28 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow R = 2{,}65\ \text{k}\Omega \text{ ou}$$

$$R = 2{,}7\ \text{k}\Omega$$

Portanto: R = 2,7 kΩ e C = 0,1 µF.

Por fim, quem dispuser de um osciloscópio duplo traço poderá observar a resposta do circuito representada pelo gráfico da figura 5.

Experiência 3 — Limitações do circuito diferenciador — O objetivo desta experiência é, através da implementação de um circuito diferenciador para uma determinada forma de onda do sinal de entrada, estabelecer as limitações, durante o projeto, deste circuito.

Observe que os circuitos diferenciadores, devido à reatância do capacitor C, que varia inversamente com a freqüência do sinal de entrada, são bastante sensíveis a qualquer ruído de alta freqüência. Isso acontece devido à alta amplificação que sofrem em relação ao sinal de entrada, podendo até

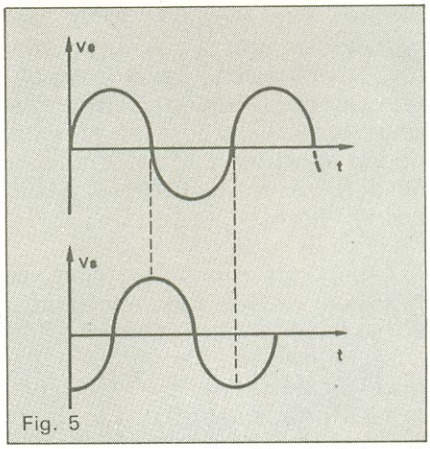


Fig. 5

Relação entre a tensão de entrada (senoidal) e a de saída (co-senoidal).

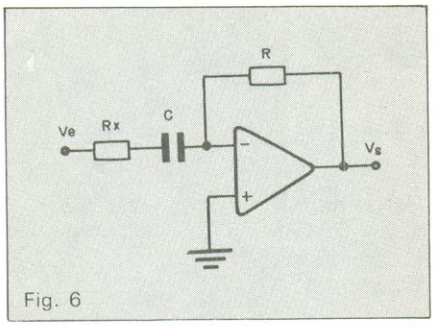


Fig. 6

Introdução do resistor R_x para limitação do ganho.

comprometer totalmente a aplicação do circuito em alguns casos.

Uma das maneiras de contornar esse problema é simplesmente limitar o ganho do circuito diferenciador com a adoção de um resistor R_x, que irá atuar desse modo:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-R}{R_x}$$

Entretanto, nessas condições, o circuito irá se comportar como um amplificador inversor. Com este procedimento estaremos limitando a atuação do circuito a freqüências menores que:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_x C}$$

Considerando o circuito da figura 6, vamos aplicar na entrada V_e o sinal de forma triangular ilustrado na figura 7 e descrito segundo as equações:

$$V_e(t1) = -V_{máx} + \frac{2\,V_{máx}}{t1} \cdot t$$

$$V_e(t2) = V_{máx} - \frac{2\,V_{máx}}{t2} \cdot t$$

Diferenciando $V_e(t1)$ e $V_e(t2)$, temos:

$$[V_e(t1)]' = V_s(t1) = -RC\,(2\,V_{máx}/t1)$$

$$[V_e(t2)]' = V_s(t2) = RC\,(2\,V_{máx}/t2)$$

A figura 8 mostra o sinal de saída do diferenciador. Vamos estipular que:

fe = 1 kHz (freqüência do sinal de entrada)

$Av_{(AF)}$ = 10 (ganho de tensão em altas freqüências)

C = 10 nF (valor estipulado arbitrariamente)

Agora podemos calcular os valores dos componentes da figura 6:

$$1\,000 = \frac{1}{6{,}28 \cdot R_x \cdot (0{,}01\ \mu F)} \Rightarrow R_x =$$

$$= 15{,}9\ k\Omega$$

e

$$10 = \frac{R}{R_x} \Rightarrow R = 159\ k\Omega$$

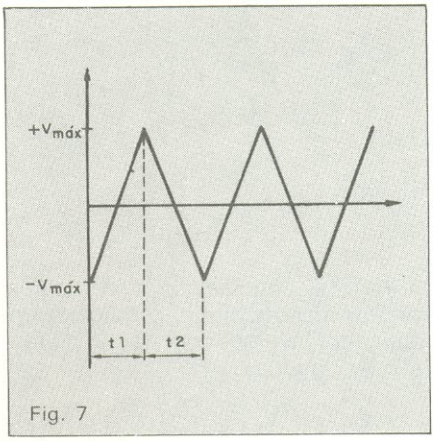


Fig. 7

Sinal de forma triangular aplicado à entrada do diferenciador.

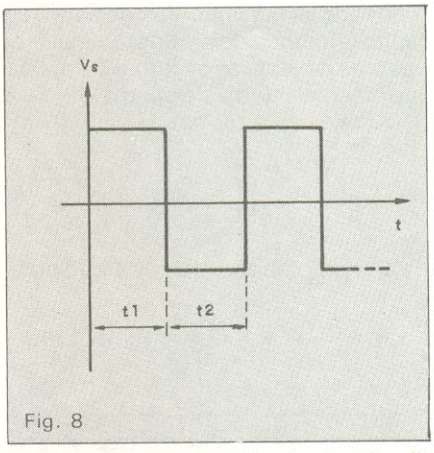


Fig. 8

Sinal resultante na saída do circuito diferenciador.

Temporização obtida para diversos valores de capacitância

Tabela 1

CX	temporização
0,1 µF	0,1 s
1 µF	1 s
10 µF	10 s
100 µF	100 s

Novamente recomendamos aos leitores que disponham (ou possam arrumar emprestado) de um ociloscópio duplo traço, que montem o circuito proposto e verifiquem o seu funcionamento, como também a atuação do circuito diferenciador como amplificador inversor para freqüências acima de 1 kHz.

Experiência 4 — Limitações do circuito integrador — Novamente vamos, a partir do projeto de um circuito integrador, verificar as limitações do circuito. O integrador possui uma limitação

ACABAMOS DE RECEBER NOVA REMESSA

THE ARRL 1985 HANDBOOK FOR THE RADIO AMATEUR
Preço Cr$ 263.000

WORLD RADIO TV HANDBOOK — 39th EDITION
Preço Cr$ 319.200

CIRCULOS DE CONTROLE DE QUALIDADE EM INFORMÁTICA:
Uma Filosofifa para aumentar a Qualidade de serviços em Processamento de Dados.
por José Welgacz Jr. Cr$ 50.000

*** MANUAIS ***

MONOLITHIC MEMORIES
— BIPOLAR LSI DATA BOOK Cr$ 80.000
INTEL
— MICROSYSTEMS COMPONENTS HANDBOOK 1985 - 2 volumes Cr$ 650.000
MOSTEK
— MICROELECTRONICS DATA BOOK — 1984/1985 Cr$ 290.000
— Z80 DESIGNERS GUIDE 1982/1983 Cr$ 290.000
NATIONAL
— LOGIC DATA BOOK 1984 2 Volumes Cr$ 750.000
PLESSEY
— INTEGRATED CIRCUIT DATABOOK - 1983 Cr$ 250.000
SENSYN
— PRESSURE SENSOR HANDBOOK - 1984 Cr$ 85.000
SILICONIX
— INTEGRATED CIRCUITS DATA BOOK - 1985 Cr$ 240.000
— MOSPOWER DATA BOOK 1985 Cr$ 240.000
TEXAS
— THE TTL DATA BOOK Volume 1 - 1984 Cr$ 120.000
— THE TTL DATA BOOK Volume 2 - 1985 Cr$ 375.000
— THE TTL DATA BOOK Volume 3 - 1984 Cr$ 220.000
— THE TTL DATA BOOK Volume 4 - 1985 Cr$ 120.000
MOTOROLA
— LINEAR AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS - 1985 Cr$ 230.000
— SINGLE-CHIP MICROCOMPUTER DATA - 1984 Cr$ 250.000
— SMALL-SIGNAL TRANSISTOR DATA - 1983 Cr$ 250.000
— BIPOLAR POWER TRANSISTOR AND THYRISTOR DATA - 1984 Cr$ 150.000
— RF DEVICE DATA - 1984 Cr$ 200.000
— MECL SYSTEM DESIGN HANDBOOK - 1983 Cr$ 120.000
— B-BIT MICROPROCESSOR & PERIPHERAL DATA - 1984 Cr$ 230.000
— MECL DATA BOOK - 1983 Cr$ 80.000

*** INSTRUMENTAÇÃO/CONTROLE ***

INSTRUMENTATION FOR ENGINEERING MEASUREMENTS - Dally Cr$ 645.200
ELECTRICAL AND ELECTRONIC INSTRUMENTATION - Chiang Cr$ 1.105.600
INSTRUMENTATION FUNDAMENTALS AND APPLICATIONS — Morrison Cr$ 373.200
ELECTRONIC INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNICHES Cooper/Helfrick Cr$ 560.200
MICROPROCESSORS IN INSTRUMENTS AND CONTROL - Bibbero Cr$ 509.200
ADAPTIVE FILTERING PREDICTION AND CONTROL - Goodwin/Sin Cr$ 815.200
MICROCOMPUTERS & MODERN CONTROL ENGINEERGING Cassell Cr$ 560.200
MEDIDORES DIGITALES - INSTRUMENTACION LINEAL Y DIGITAL Benito Cr$ 93.500
SISTEMAS DE CONTROLE AUTOMATICO - Kuo Cr$ 112.000
ENGENHARIA DE CONTROLE MODERNO - Ogata Cr$ 134.000

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇAO

Atendemos pelo Reembolso Postal e VARIG, com despesas por conta do cliente, para pedidos acima de Cr$ 20.000 (VARIG: Cr$ 50.000). Pedidos menores devem vir acompanhados por cheque nominal ou Vale Postal, acrescidos de Cr$ 2.000 para as despesas de despacho pelo correio.

LITEC
LIVRARIA EDITORA TECNICA LTDA
Rua dos Timbiras, 257 01208 Sao Paulo - SP
Telefone: (011) 222-0477 Caixa Postal 30.869

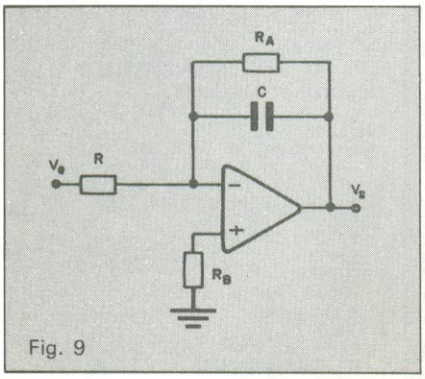


Fig. 9

Circuito integrador básico com amplificador operacional.

natural para atuação em baixas freqüências e também para a tensão de compensação CC, devido à corrente de polarização de entrada.

Conforme podemos observar na figura 9, o resistor RA auxilia na limitação do ganho em freqüências baixas. Assim o circuito responderá como integrador para freqüências maiores que:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_A C}$$

Para freqüências menores que f_c, o circuito irá se comportar como um amplificador inversor com ganho de tensão (A_v) igual a:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_A}{R}$$

Como se vê, as duas últimas equações são as mesmas usadas para o circuito diferenciador. Vamos calcular os valores do circuito da figura 9 e aplicar no mesmo a forma de onda da figura 8.

Assim, se fizermos C = 0,01 µF, temos:

$$1\,000 = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = 100\ k\Omega$$

Considerando $Av_{(AF)} = 10$, temos:

$$10 = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_A}{R} \Rightarrow R_A = 1\ M\Omega$$

Portanto:
C = 0,01 µF
R = 100 kΩ
R_A = 1 MΩ

Por fim, calculemos R_B:

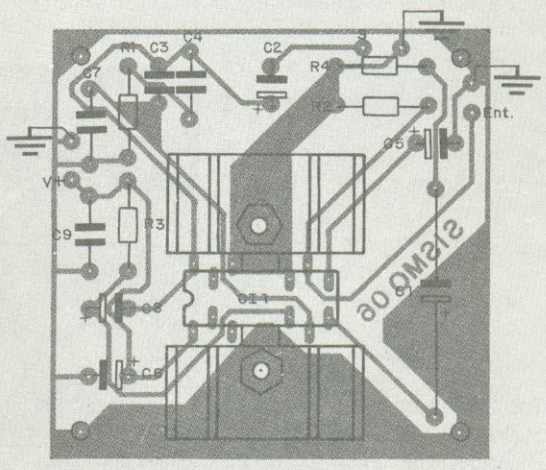
$$R_B = \frac{R_A \cdot R}{R_A + R}$$

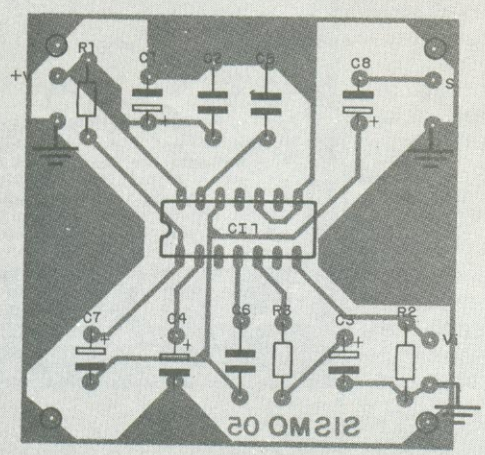
$$R_B = \frac{10^6 \cdot 10^5}{10^6 + 10^5} \Rightarrow R_B \cong 90\ k\Omega$$

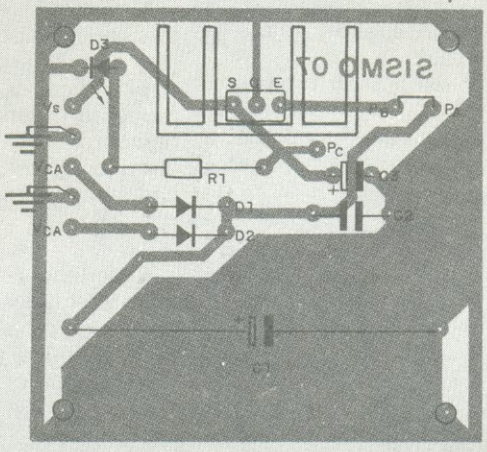
Voltamos a chamar a atenção para a necessidade de testar os circuitos aqui propostos, para sanar as dúvidas encontradas no texto. Por outro lado, a grande dificuldade para aprofundar mais nosso estudo sobre as aplicações desses circuitos é que seria imprescindível o uso de um osciloscópio duplo traço (além de um bom gerador de funções). Por isso, procuramos estabelecer um equilíbrio, para não nos distanciarmos muito do leitor normal da NE.

Errata — *SISMO (3.ª parte, nº 105)*

Devido a uma falha de impressão, foi omitido o traçado em transparência de três placas do sistema modular de áudio, que reproduzimos aqui.





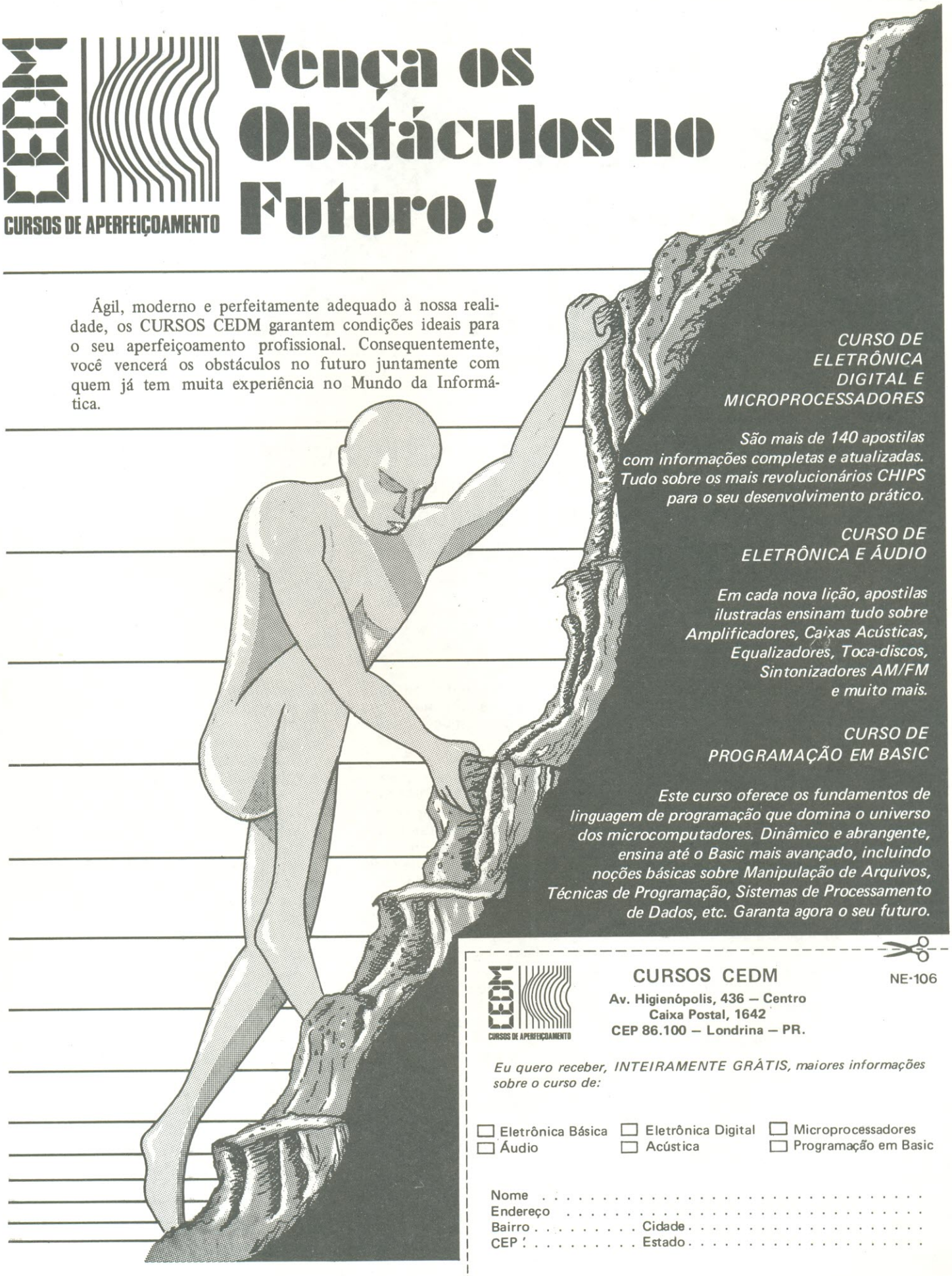


CEDM

CURSOS DE APERFEIÇOAMENTO

Vença os Obstáculos no Futuro!

Ágil, moderno e perfeitamente adequado à nossa realidade, os CURSOS CEDM garantem condições ideais para o seu aperfeiçoamento profissional. Consequentemente, você vencerá os obstáculos no futuro juntamente com quem já tem muita experiência no Mundo da Informática.



CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES

São mais de 140 apostilas com informações completas e atualizadas. Tudo sobre os mais revolucionários CHIPS para o seu desenvolvimento prático.

CURSO DE ELETRÔNICA E ÁUDIO

Em cada nova lição, apostilas ilustradas ensinam tudo sobre Amplificadores, Caixas Acústicas, Equalizadores, Toca-discos, Sintonizadores AM/FM e muito mais.

CURSO DE PROGRAMAÇÃO EM BASIC

Este curso oferece os fundamentos de linguagem de programação que domina o universo dos microcomputadores. Dinâmico e abrangente, ensina até o Basic mais avançado, incluindo noções básicas sobre Manipulação de Arquivos, Técnicas de Programação, Sistemas de Processamento de Dados, etc. Garanta agora o seu futuro.

CEDM
CURSOS DE APERFEIÇOAMENTO

CURSOS CEDM

NE-106

Av. Higienópolis, 436 – Centro
Caixa Postal, 1642
CEP 86.100 – Londrina – PR.

Eu quero receber, INTEIRAMENTE GRÁTIS, maiores informações sobre o curso de:

☐ Eletrônica Básica ☐ Eletrônica Digital ☐ Microprocessadores
☐ Áudio ☐ Acústica ☐ Programação em Basic

Nome . . . . . .
Endereço . . . . . .
Bairro . . . . . Cidade . . . . . .
CEP . . . . . Estado . . . . . .

Ciro J. V. Peixoto

Nova versão do controle remoto digital

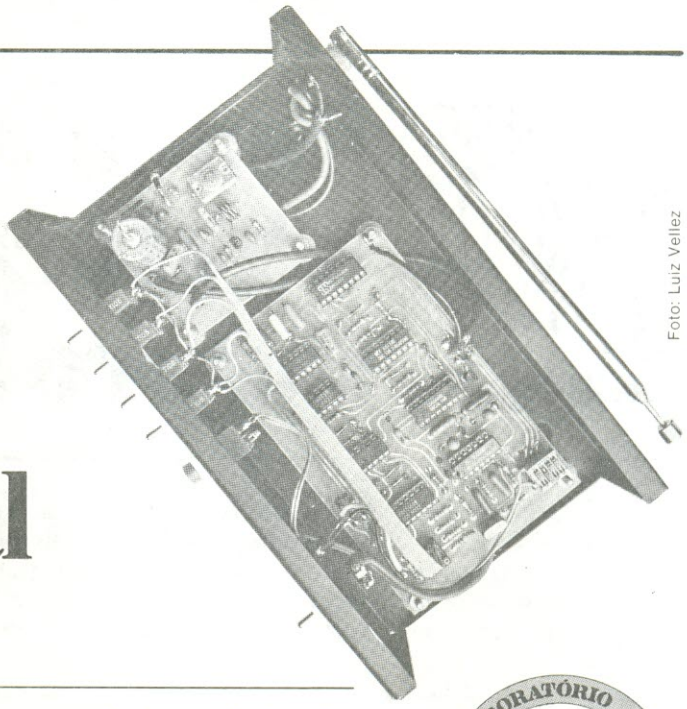


Foto: Luiz Vellez

LABORATÓRIO APROVADO NOVA ELETRÔNICA

Com os mesmos quatro canais do modelo original, este circuito usa integrados PLL e um *clock* a cristal. Ideal para o comando liga/desliga, à distância, de máquinas e modelos

No ano passado, mais exatamente nos nºs 88 e 89 da NE, publicamos um radiocontrole digital de quatro canais, que despertou grande interesse entre nossos leitores. Decorrido um ano e meio, estamos voltando ao tema, com uma versão aperfeiçoada daquele circuito. De fato, como tudo neste mundo pode ser melhorado, decidimos apresentar um sistema baseado na mesma filosofia de projeto, porém modificado de modo a trabalhar com dois tons distintos de áudio, gerados a cristal. Foi possível, assim, o uso de CIs *phase locked loop* na etapa receptora — o que contribuiu para tornar todo o sistema mais confiável, devido à maior estabilidade de operação.

Além disso, a etapa transmissora foi montada, desta vez, em duas placas separadas, isolando o gerador de RF da parte digital, a fim de reduzir a suscetibilidade do circuito à captação de ruídos. O sistema ganhou, também, a possibilidade de transmitir em três velocidades diferentes e ainda um controle de partida/parada, que permite a transmissão em duas modalidades. Veremos, nesta edição, a etapa transmissora, deixando a receptora para o próximo número, juntamente com algumas informações sobre interfaceamento com os dispositivos a serem acionados.

O transmissor — Antes de passarmos à análise da lógica de transmissão, sugerimos uma boa olhada no primeiro artigo da montagem original — procedimento recomendável para se compreender toda a filosofia de projeto e também as alterações pretendidas nesta segunda abordagem.

Assim, na figura 1, está representado o diagrama de blocos da parte lógica do transmissor, seguido pela etapa de FM. Percebe-se, de imediato, em relação ao diagrama do nº 88, o acréscimo dos blocos "*clock* a cristal" e "oscilador de áudio", permanecendo o restante inalterado. Como já dissemos, o principal objetivo dessa modificação é transmitir duas freqüências distintas de áudio: f2, de 3,2 kHz, responsável pela transmissão da contagem presente na entrada do bloco "contador"; e f1, de 1,6 kHz, para o sinal de sincronismo.

Existe ainda uma terceira freqüência em jogo que o bloco "divisor" fornece à lógica de controle: f3, que pode ser selecionada entre três valores diferentes e é responsável pela velocidade da seqüência de operações que vamos descrever em seguida.

No instante inicial da operação, o contador é carregado com o valor imposto pelas chaves DS_A, recebendo os níveis lógicos de forma paralela; esse primeiro passo é supervisionado pela lógica de controle, através da entrada *load* do contador. Logo em seguida, a saída *halt* é levada ao nível 1, indicando à lógica que o contador já está carregado e solicita pulsos de contagem pela entrada CK — de forma a iniciar um processo de contagem decrescente.

Assim, a cada pulso enviado à entrada CK do contador, a lógica de controle providencia também, através da chave digital, o envio de um pulso, modulado com a freqüência f2, ao transmissor. Assim que a contagem atinge o valor nulo, a saída *halt* é levada ao nível 0, permitindo que a lógica de controle gatilhe o bloco de sincronismo, ao mesmo tempo em que produz outro pulso modulado para o transmissor — agora, porém, com a freqüência f1.

Desse modo, por exemplo, para a combinação 0011 das chaves DS_A, que corresponde ao número decimal 3,

vamos ter o ciclo de transmissão ilustrado na figura 2. Observe que após o pulso de sincronismo (modulado em f1) ocorrem três salvas, moduladas em f2, que correspondem ao código de 4 bits imposto por DS_A. Observe, também, que o período "T" de cada salva corresponde ao estado ativo da freqüência f3; é dessa forma que, reduzindo essa freqüência, obtemos um acréscimo na velocidade de transmissão dos dados e de atualização dos mesmos no receptor. O tempo T_t corresponde ao período total de transmissão.

Controle — Uma vez compreendido o mecanismo da transmissão, podemos agora dedicar nossa atenção à figura 3, que contém o esquema completo da parte digital, incluindo os geradores de tom, sincronismo e lógica de controle. Repare, primeiramente, no integrado CI1, que é um contador bidirecional, ligado apenas para contagens decrescentes. Veja, também, o circuito do oscilador a cristal, formado por CI9, e o divisor de freqüências, composto por CI7 e CI8 (ambos do tipo 4040B).

Iniciando a análise, vê-se que, ao ligar o circuito, as freqüências f1, f2 e f3 vão se estabilizar de imediato nos pinos 14 e 15 de CI7. Em seguida, com o sinal f3 aplicado à entrada CK de CI4 e impondo Q0 = 0 como condição inicial desse contador, ele vai deslocar o nível 1 para a saída Q1 (regido por f3), fazendo com que o contador bidirecional (CI1) seja carregado com a combinação binária selecionada por DS_A. Dessa maneira, o pino CO (*carry out*) do mesmo irá responder aplicando o nível 1 à primeira porta E de CI2. No pulso seguinte de f3, o contador CI4 irá para Q2 = 1 (que nenhuma influência terá sobre o circuito) e, no outro ainda, com Q3 = 1, os pulsos dessa freqüência serão liberados para o contador CI1 e o *flip-flop* RS formado por CI3 mudará de estado — permitindo a propagação do nível alto de f3 para o pino 11 de CI2 e, simultaneamente, impondo esse mesmo nível à entrada CE de CI4. Desse modo, o contador CI4 manterá a condição Q3 = 1 até que o pino CO de CI1 volte novamente a 0.

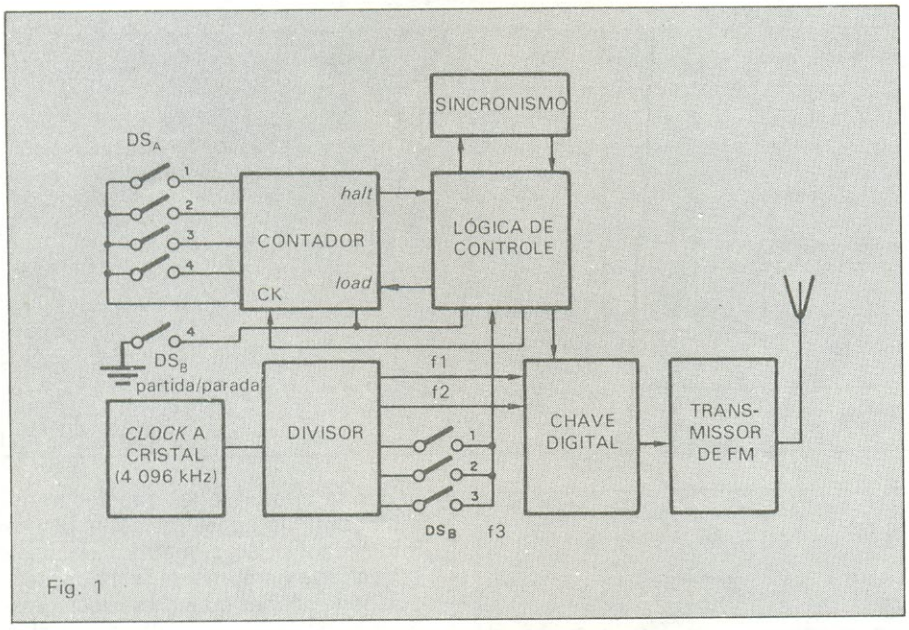


Fig. 1

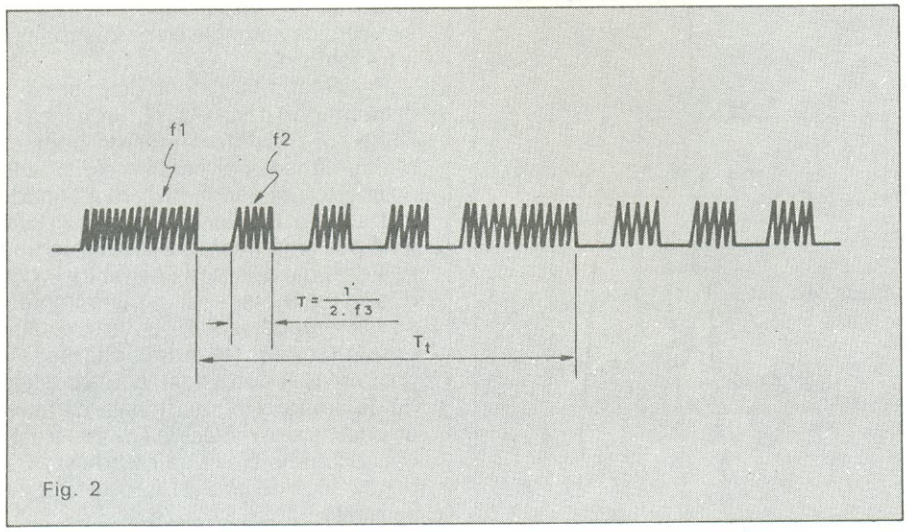


Fig. 2

Pode-se perceber, portanto, que a cada patamar alto do sinal f3 o contador bidirecional é decrementado de um passo. Nota-se, ainda, que na última porta de CI2 (pinos 8, 9 e 10) ocorre uma operação E entre f3 e f2 — esta última proveniente do pino 11 de CI6, já que o monoestável CI5 permanece inativo — que resulta na geração de um sinal com freqüência f2, **durante o estado alto do sinal f3**.

Considerando, a título de exemplo, que no início da operação as chaves DS_A estivessem comutadas para aplicar o número decimal 2 ao contador CI1, conclui-se que são necessários dois pulsos de f3 para que o pino CO do mesmo volte novamente ao nível 0. Pelo mesmo motivo, serão gerados dois pulsos modulados por f2. Enfim, quando CO voltar ao estado inicial (nível baixo), teremos também o pino CE de CI4 em nível baixo e este contador irá prosseguir na operação de deslocamento.

Quando acontecer a transição de descida em Q6 (pino 5 de CI4), o monoestável CI5 vai disparar, levando seu pino 3 para o nível 1 e desabilitando novamente o deslocamento de CI4; ao mesmo tempo, produzirá um pulso modulado por f1, responsável pelo sincronismo. Voltando CI5 à inatividade, CI4 vai retomar a operação de deslocamento naturalmente, até reciclar por completo — quando Q1 terá nível alto mais uma vez, repetindo o ciclo de transmissão.

Convém observar que a chave DS_{B4} confere ao circuito a capacidade de operar em duas modalidades distintas de transmissão. A primeira é utilizada quando se deseja efetuar apenas uma transmissão rápida, momentânea, e a

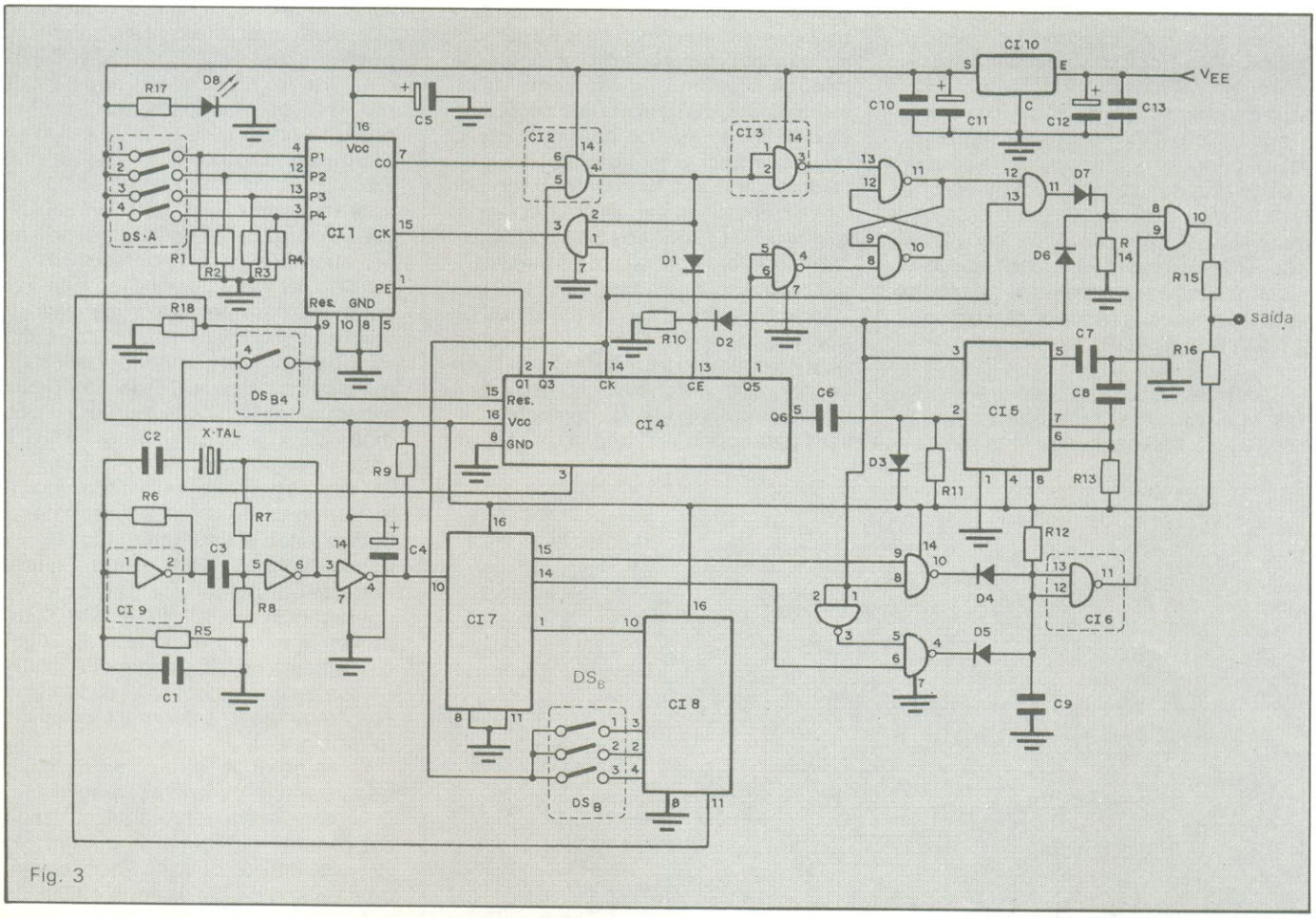


Fig. 3

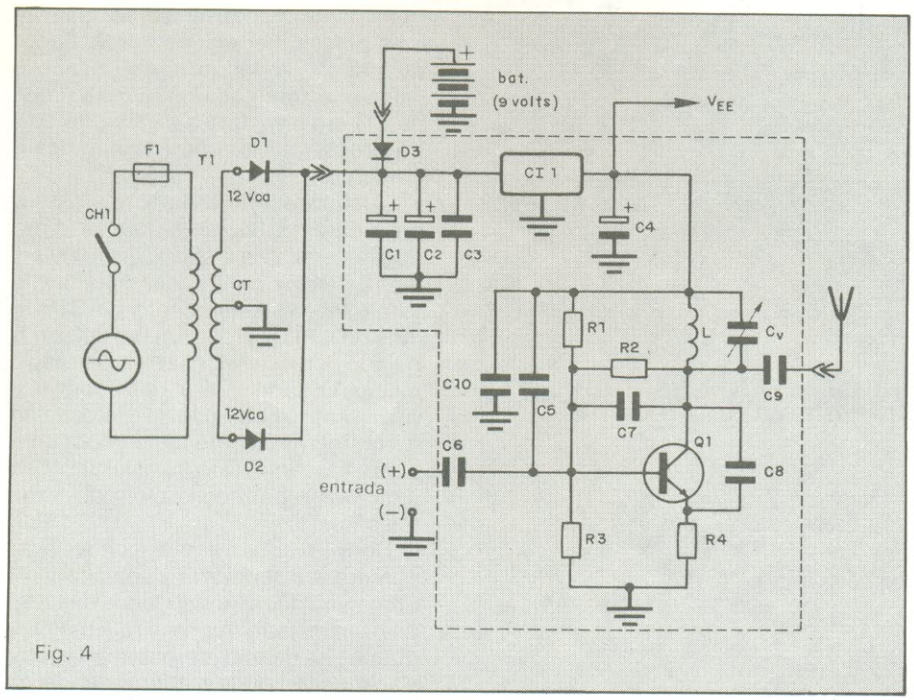


Fig. 4

segunda, sempre que é preciso transmitir continuamente, mas com breves interrupções. No primeiro caso, essa chave deve permanecer fechada, sendo aberta apenas quando se quer transmitir a informação; no segundo, a chave deve ficar sempre aberta, devendo ser fechada somente ao se interromper a transmissão.

Para maior facilidade de operação, o montador pode substituir a chave DS_{B4} por um interruptor de contato momentâneo, normalmente fechado ou aberto, dependendo da modalidade de trabalho. Em nosso protótipo, optamos por uma microchave DIP do tipo liga/desliga, que pôde ser soldada diretamente à placa de circuito impresso. O montador, porém, pode substituir essa e também as outras chaves DIP por qualquer outra do tipo liga/desliga ou de contato momentâneo, de acordo com as conveniências de uso e aplicação (um bom exemplo pode ser visto no painel de nosso protótipo, na capa desta edição).

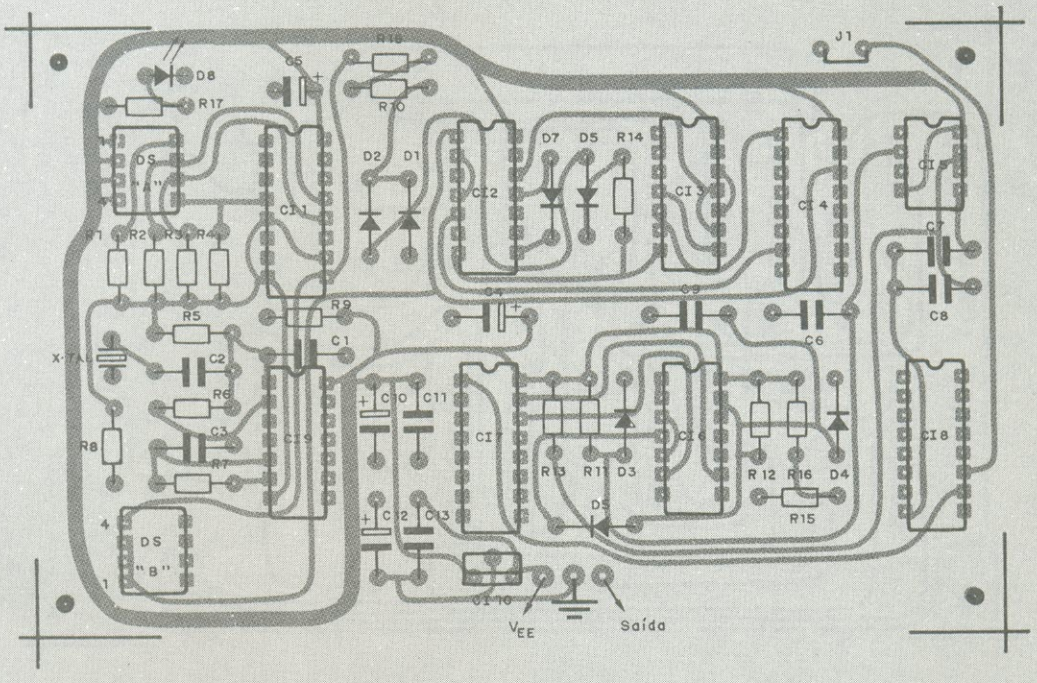

J1
D8
R17
C5
R18
R10
DS "A"
D2
D1
D7
D5
R14
CI1
CI2
CI3
CI4
CI5
R1
R2
R3
R4
C7
C8
R5
R9
C4
C9
C6
X-TAL
C2
C1
R6
C10
C11
CI7
CI6
CI8
R8
C3
CI9
R7
R13
R11
D3
R12
R16
D4
R15
D5
DS "B"
C12
C13
CI10
VEE
Saída

Fig. 5

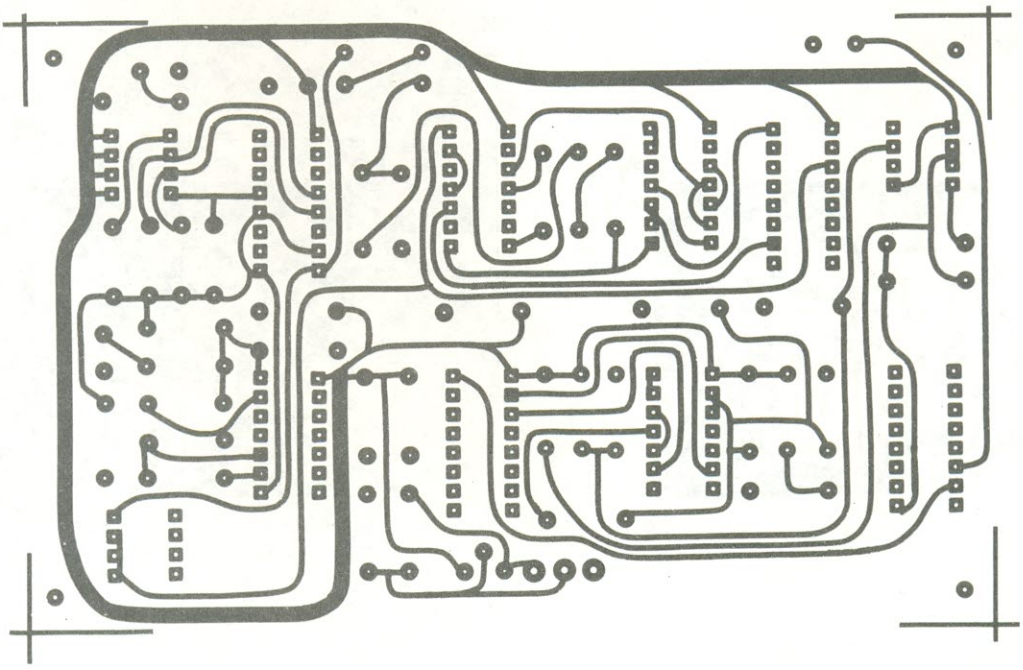


Fig. 6

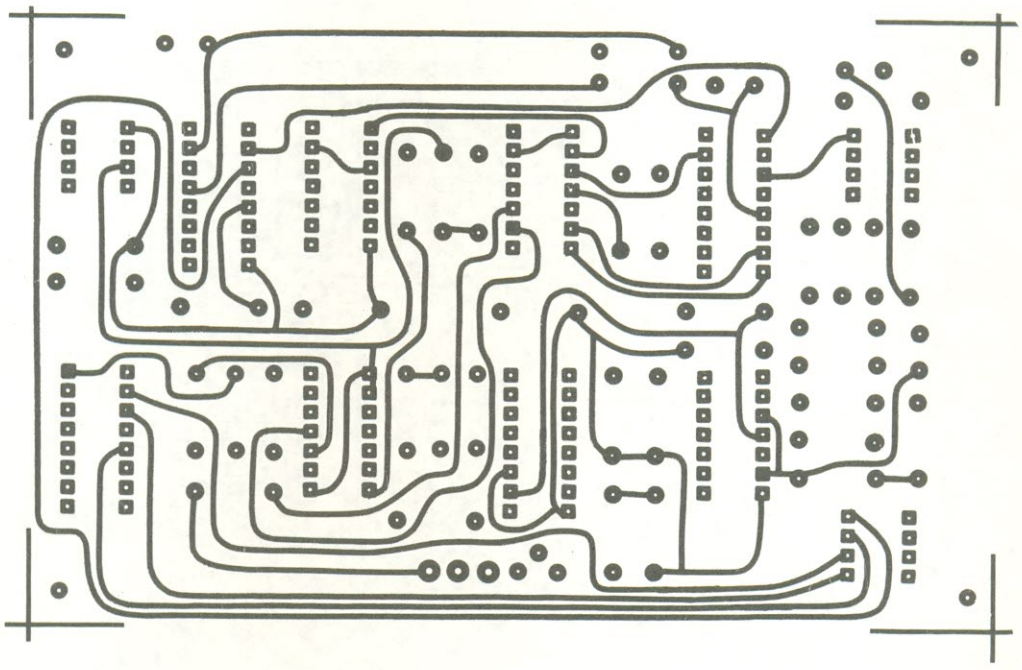


Fig. 7

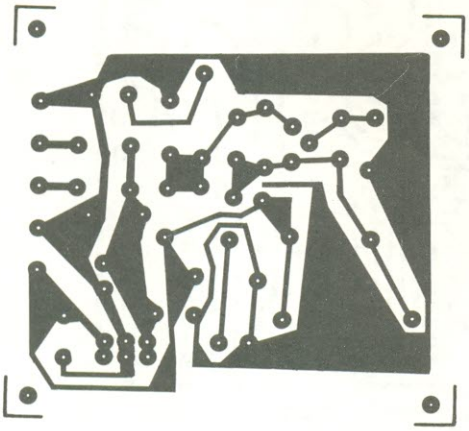
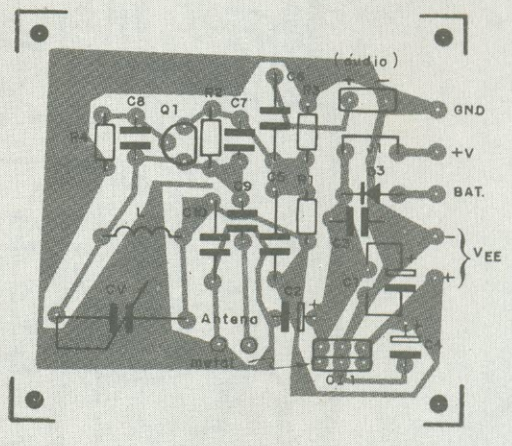


Fig. 8



Apresenta
TV a cores pelo
sistema PAL-M
brasileiro

Agora, ao seu alcance, uma atividade atraente e lucrativa com a Enciclopédia Record de ELETRICIDADE E ELETRÔNICA

coordenada pelo Dr. Ronaldo Sérgio de Biasi, professor do Inst. Militar de Engenharia. (IME)

DISTRIBUIDORA RECORD
DE SERVIÇOS DE
IMPRENSA S.A.
Rua Argentina, 171
20921 - RJ
Tel: (021)580-5182

Ideal também para resolver os problemas do dia-a-dia em sua casa.

PREÇO VÁLIDO ATÉ 31/01/86

Apresentada em 5 volumes ricamente encadernados, formato 14,5 x 22cm, fartamente ilustrada com cerca de 1200 gráficos e diagramas em suas 1350 páginas, esta coleção representa um passo importante em direção a um estudo unificado e simplificado dos princípios da ELETRICIDADE E ELETRÔNICA.
A Enciclopédia Record de ELETRICIDADE E ELETRÔNICA abre o caminho para seu sucesso profissional além de resolver, com economia de tempo e de dinheiro, os problemas surgidos no dia-a-dia de sua casa.

VEJA O QUE CONTÊM OS 5 VOLUMES DA ENCICLOPÉDIA RECORD DE ELETRICIDADE E ELETRÔNICA.

VOL. 1 - PRINCÍPIOS E APLICAÇÕES DE ELETRICIDADE
Eletricidade e Eletrônica • Circuitos Elétricos • Medidores • Sistema Telefônico • Diagramas • Resistores • Transistores • Soldas • Transformadores • Capacitores • Diodos • Válvulas • Circuitos • Transmissores e Receptores de Rádio e TV (a cores e preto e branco).

VOL. 2 - CIRCUITOS DE CORRENTE ALTERNADA (CA) E CONTÍNUA (CC)
Princípios básicos - Circuitos Elétricos Simples e de Corrente Contínua (CC) Série e de Corrente Contínua (CC) Paralelo • Eletromagnetismo • Corrente Alternada • Cálculo de Resistência • Indutância • Circuitos RL • Capacitância • Circuitos RC e RLC - Transformadores.

VOL. 3 - CIRCUITOS A VÁLVULA E TRANSISTORIZADOS
Válvulas Eletrônicas e de mais de 2 Elementos • Semicondutores • Fontes de Alimentação • Amplificadores e Osciladores • Circuitos com Transistores e de Pulsos.

VOL. 4 - INSTRUMENTOS DE PROVA
Multimedidores • Voltímetros Eletrônicos • Osciloscópio • Provadores de Válvulas e Semicondutores • Medidores Ponte • Geradores de Sinais • Defeitos em Aparelhos Eletrônicos.

VOL. 5 - MOTORES E GERADORES
Princípios Básicos • Geradores e Motores de Corrente Contínua (CC) e de Corrente Alternada (CA) • Sistemas Trifásicos • Conversores • Sistemas de Controle

RESPONDA HOJE MESMO!

- **5 belíssimos volumes no formato 14,5x22cm.**
- **Encadernação luxuosa e atraente com capa dura em todas as cores e plastificada.**
- **Fartamente ilustrada com 1.200 gráficos e diagramas.**

GRÁTIS PARA VOCÊ!!!

Responda antes de 10 dias e receba **INTEIRAMENTE GRÁTIS** o **DICIONÁRIO DE ELETRÔNICA E FÍSICA DO ESTADO SÓLIDO (Português/Inglês - Inglês/Português)** no valor comercial de **Cr$45.900**

GARANTIA RECORD!
Você tem 10 dias para examinar a obra em sua casa; se não ficar satisfeito pode devolvê-la, que será reembolsado de tudo o que já nos tenha pago.

RECORD

PEDIDO AINDA HOJE — RECORTE PELA LINHA TRACEJADA

FAÇA SEU

CERTIFICADO ESPECIAL DE RESERVA

AO RP/RECORD — Caixa Postal, 23052 — Rio de Janeiro, RJ — 20922

SIM! Queiram enviar-me o quanto antes a ENCICLOPÉDIA RECORD DE **ELETRICIDADE E ELETRÔNICA** em 5 volumes pela qual pagarei conforme anotado abaixo. Junto com o meu pedido quero receber também o **BRINDE GRÁTIS** a que tenho direito.

☐ **À vista** por apenas Cr$199.900

☐ **A prazo** 1 pagamento de Cr$79.900 mais 2 de igual valor. (Total: 239.700)

NOME _____

ENDEREÇO _____

CIDADE _____ EST. _____ CEP _____

DATA ____/____/____

ASSINATURA _____

NE-106

PREÇO VÁLIDO ATÉ 31/01/86

NÃO MANDE DINHEIRO — Pague somente quando receber a encomenda no Correio.

Estágio de FM e fonte — Conforme já dissemos, o transmissor do controle remoto foi dividido fisicamente em duas partes. Dessa forma, com a lógica de controle separada do transmissor de FM e da fonte de alimentação, além de uma melhor imunidade a ruídos na transmissão, possibilitamos que a etapa analógica seja utilizada em outras aplicações, isoladamente.

Observando a figura 4, uma análise rápida nos permite saber que:

— O transformador T1, em conjunto com D1, D2, C1, C2, C3, C4 e CI1, compõe a fonte de alimentação, fornecendo os 12 V necessários ao transmissor.

— D3, em conjunto com "bat.", permite a operação do conjunto com uma bateria de 9 V ou de automóvel.

— Q1 oscila na freqüência imposta pelo circuito tanque LC_v; R1, R3 e C5 polarizam o transistor, enquanto R4, R2 e C7 estabilizam a freqüência de oscilação.

— O capacitor C8 realimenta o coletor de Q1, mantendo a oscilação; C10 atua como filtro contra sinais de RF na alimentação; C6 e C9 desacoplam, respectivamente, o sinal de áudio proveniente da etapa de controle e o sinal de RF vindo do oscilador.

Relação de componentes

Controle digital

RESISTORES
R1, R2, R3, R4, R10, R11, R14, R15, R16, R18 — 4,7 kΩ
R5, R6, R7, R8, R9 — 1 kΩ
R12 — 100 kΩ
R13 — 1 MΩ
R17 — 220 Ω
Todos de 1/8 W, 5%

CAPACITORES
C1 — 100 pF (cerâmico ou plate)
C2 — 10 nF/250 V (poliéster metalizado)
C3 — 15 nF/250 V (poliéster metalizado)
C4, C5 — 1 µF/16 V (tântalo)
C6 — 220 nF/250 V (poliéster metalizado)
C7 — 68 nF/250 V (poliéster metalizado)
C8 — 33 nF/250 V (poliéster metalizado)
C9 — 10 pF (cerâmico)
C10, C12 — 10 µF/16 V (tântalo)
C11, C13 — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)

SEMICONDUTORES
D1 a D7 — 1N4148
D8 — LED vermelho comum
CI1 — 4516B
CI2 — 4081B
CI3, CI6 — 4011B
CI4 — 4017B
CI5 — 555
CI7, CI8 — 4040B
CI9 — 74LS04
CI10 — 78L05

DIVERSOS
DS_A, DS_B — dip switch de 4 chaves
Placa de circuito impresso
Soquetes (opcionais)
Cristal de 4 096 kHz

Transmissor de FM e fonte

RESISTORES
R1 — 5,6 kΩ
R2 — 33 kΩ
R3 — 4,7 kΩ
R4 — 68 Ω
Todos de 1/8 W, 5%

CAPACITORES
C1 — 1 000 µF/25 V (eletrolítico)
C2 — 1 µF/25 V (tântalo)
C3 — 100 nF/250 V (poliéster metalizado)
C4 — 10 µF/35 V (tântalo)
C5 — 2,2 nF/250 V (poliéster metalizado)
C6 — 22 nF/250 V (poliéster metalizado)
C7 — 10 pF (cerâmico, disco)
C8 — 6,8 pF (cerâmico, disco)
C9 — 2,2 pF (cerâmico, disco)
C10 — 10 nF/250 V (poliéster metalizado)
C_v — trimmer de parafuso para rádio AM (25 a 35 pF)

SEMICONDUTORES
D1, D2, D3 — 1N4004
Q1 — BF494
CI1 — 7812

DIVERSOS
F1 — fusível rápido de 0,25 A
Porta-fusíveis para montagem em circuito impresso
CH1 — chave 1 pólo, 2 posições
T1 — transformador 110/220 V, 12 + 12 V, 350 mA
L — veja texto
Placa de circuito impresso

Montagem — A confecção do transmissor não oferece grandes dificuldades. Nas figuras 5 a 8 estão representadas as placas especialmente projetadas para esse circuito e empregadas em nosso protótipo, todas em tamanho natural. As três primeiras (figs. 5, 6 e 7) representam a placa do estágio de controle, que é face dupla, vista primeiramente em transparência, pelo lado dos componentes, e depois com as duas faces limpas, para facilitar ao máximo sua reprodução, seja pelo método manual, serigráfico ou fotográfico. A última figura traz apenas a placa face simples do transmissor, vista pelos dois lados.

Essa placa foi projetada para alojar os componentes limitados pela linha tracejada, na figura 4. Vê-se, assim, que é possível optar pela utilização de baterias de 9 e 12 V, ou, ainda, por uma fonte não regulada de aproximadamente 16,8 V e 350 mA para alimentar o circuito.

A soldagem dos semicondutores, principalmente dos CIs, requer um pouco mais de cuidado, como sempre. Se quiser maior segurança nesse ponto, empregue soquetes em todos eles; são um bom investimento. Para confeccionar a bobina L, basta seguir a orientação da figura 9: são apenas 3 espiras juntas de fio esmaltado 0,5 mm, enroladas com um diâmetro de 8 mm. Não esqueça de raspar o esmalte nos terminais da bobina, para poder soldá-la à placa. O capacitor variável C_v é um *trimmer* comum para rádios de ondas médias, com valor máximo compreendido entre 25 e 35 pF.

Terminada a montagem das duas placas, faça uma boa revisão em ambas, procurando soldas frias, pontes indesejáveis de estanho e outros problemas corriqueiros como esses. Uma vez concluída a checagem, interligue as

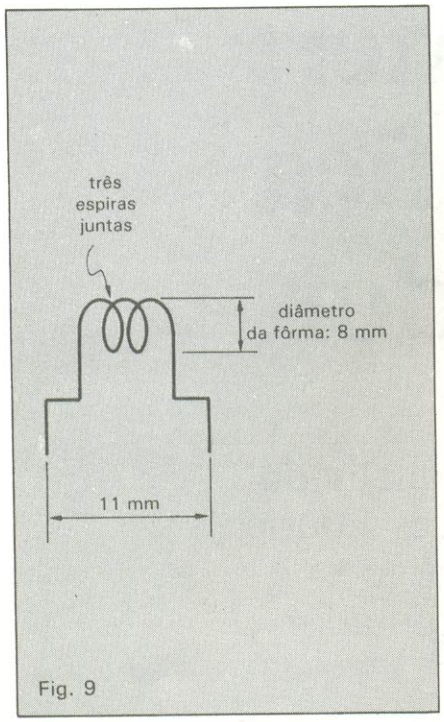


Fig. 9

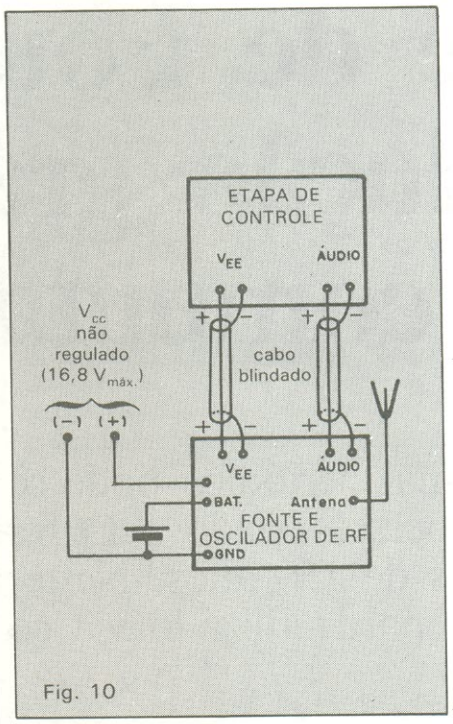


Fig. 10

placas de acordo com as orientações da figura 10. Atenção para o uso do fio blindado, para transportar o sinal de áudio, e para a ligação da antena, que pode ser um fio esticado. Antes de fazer essa conexão, porém, leia o item de ajustes.

Ajustes — Calibrar o transmissor também não é tarefa difícil, pois dispensa qualquer instrumento de medida; basta um receptor de FM. Obedeça, então, a esta seqüência de operações:

— Ligue o transmissor (apenas a parte de FM) próximo ao rádio FM, que deve estar sintonizado em torno de 88 MHz (dentro ou fora de sintonia, não importa).

— Ajuste a freqüência de saída através do *trimmer* C_V, utilizando uma chave de fenda plástica (não indutiva).

— Ao entrar em sintonia, o receptor silencia. Nesse ponto, pode-se comprovar a transmissão batendo de leve, com a própria chave plástica, sobre a bobina L; as vibrações mecânicas serão ouvidas no receptor de FM.

— Caso o ajuste não seja possível, afaste um pouco mais as espiras da bobina, de modo a elevar a freqüência de saída do transmissor. Para facilitar a "procura" desse ajuste, lembre-se de que a freqüência sobe ao se aumentar a distância entre as espiras de L ou ao soltar o parafuso de C_V e vice-versa.

Obtida a sintonia, pode-se então efetuar a ligação entre as placas, segundo a figura 10, tendo o cuidado de deixar as quatro chaves DS_A na combinação 0000. Ao se alimentar agora todo o conjunto, no receptor de FM deve aparecer apenas o sinal de sincronismo — um *bip-bip* contínuo. Não esqueça que, para isso, é preciso selecionar uma das "velocidades" de f3, através das chaves DS_B (a variação dessa velocidade vai provocar alterações no sinal audível no receptor).

Após constatar a presença do sinal de sincronismo, você poderá variar as combinações das chaves DS_A e observar as mudanças no sinal audível. Para testar o sistema de parada de transmissão geral, é só fechar a chave DS_{B4} (na verdade, essa é a chave que sobrou no encapsulamento da DS_B); o transmissor, em resposta, pára imediatamente de emitir pulsos (após a geração do sinal de sincronismo).

Esse é o único ajuste exigido pela etapa transmissora; se o circuito lógico não corresponder ao previsto, a solução é conferir novamente toda a montagem da placa maior, já que o circuito e as placas foram testados em nosso laboratório. Por fim, informamos que pudemos registrar um alcance superior a 50 metros para o transmissor sugerido, em ambientes livres de obstáculos.

ARGOS-IPDTEL

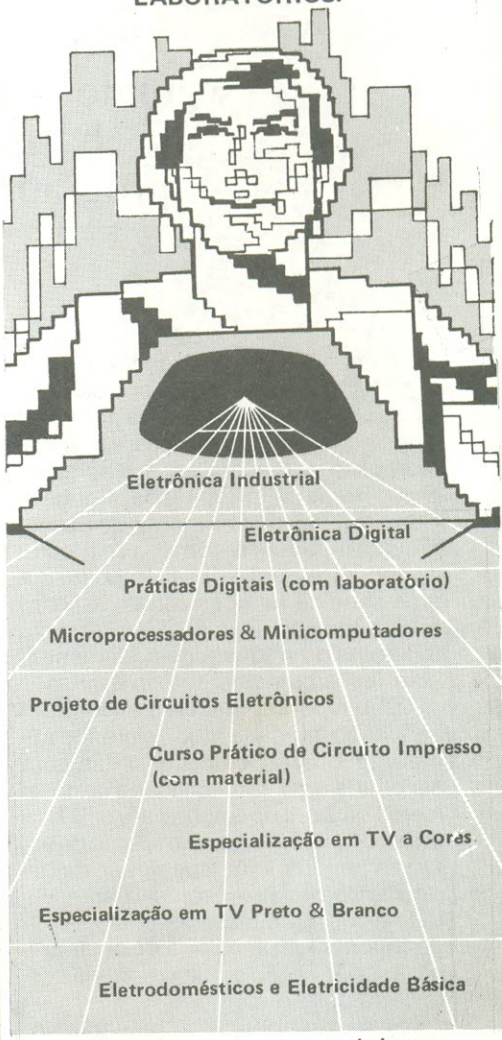
CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPDTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPDTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome _____
Endereço _____
Cidade _____ CEP _____
Curso _____

Ao nos escrever indique o código **NE**

João Dreys

Série de Fourier: resolução gráfica por computador

Qualquer sinal periódico pode ser analisado segundo o processo criado pelo francês Fourier, há mais de 150 anos. Neste artigo, programas para utilizá-lo via computador

A quase totalidade dos fenômenos físicos de natureza periódica tem sua origem em ondas (sonoras, elétricas, hidráulicas e mecânicas) que apresentam formas bem definidas. Coube a Fourier (1768-1830) o mérito de descobrir que qualquer fenômeno de natureza periódica pode ser decomposto em uma série de funções senoidais, com amplitudes variáveis e freqüências múltiplas da freqüência fundamental, com fases coincidentes ou inversas.

Os microcomputadores encontram aplicação imediata, dado o grande número de operações necessárias para ser obtida uma confiabilidade razoável (cerca de 2 mil operações até o 5.º harmônico) na análise de um evento de natureza periódica. A capacidade de gerar gráficos de alta resolução, apresentada pelas máquinas modernas, ainda permite visualizar na tela de um terminal a confirmação prática da teoria descoberta por Fourier.

Nossa proposta é apresentar um programa prático, objetivo e de caráter geral, que permitirá — ao leitor sem maiores conhecimentos de matemática superior e contando somente com um microcomputador — calcular em segundos os diversos parâmetros que constituem a série de componentes da função. Adicionalmente, é apresentado o programa que realiza a soma das componentes já calculadas e imprime no vídeo a função original estudada.

Ao longo do artigo, serão analisadas três formas de onda que ilustram de modo prático a aplicação dos programas, além do caso particular da análise precisa das ondas retangulares:
— som característico da vogal "A", emitido por voz feminina;
— onda de tensão processada em triac;
— pulsos retangulares;
— ondas retangulares.

Todo o trabalho foi desenvolvido em máquinas da linha do microcomputador 6809E (Color 64 ou CP 400), nas quais foram testadas as quatro aplicações oferecidas.

A série de Fourier — Em sua forma mais geral, a série pode ser escrita da seguinte maneira, a qual representa uma análise de seus componentes até o 5.º harmônico:

$$y = A(0) + A(1)\,\text{sen}\,x + A(2)\,\text{sen}\,2x + A(3)\,\text{sen}\,3x + A(4)\,\text{sen}\,4x + A(5)\,\text{sen}\,5x + B(1)\cos x + B(2)\cos 2x + B(3)\cos 3x + B(4)\cos 4x + B(5)\cos 5x$$

Sendo:
A(0) — componente contínuo
A(1) até A(5) — amplitude das funções seno desde a freqüência fundamental x até o 5.º harmônico, com freqüência 5x B(1) até B(5) — amplitude das funções co-seno desde a freqüência fundamental até o 5.º harmônico, com freqüência 5x.

Processo de cálculo — O programa para calcular as componentes de uma série de Fourier até o 5.º harmônico recebeu o título de "Programa de decomposição". A forma de processar a onda para aplicar esse programa resume-se em dividir graficamente o período dado em intervalos iguais, medindo os valores da amplitude em cada instante. A definição do número de intervalos, nos quais deve ser dividida a onda, depende essencialmente de seu grau de irregularidade e da precisão desejada.

É importante lembrar que a forma de onda analisada será a envolvente que une os extremos das ordenadas desenhadas graficamente, como ilustrado nas figuras 1a e 1b, o que justifica a necessidade de se usar um grande número de divisões. Após conhecermos tais valores, devemos introduzi-los no programa através do teclado, atendendo à solicitação das linhas 20 a 100. Uma vez atendida essa etapa, em alguns segundos a máquina mostrará no vídeo

os valores das constantes indexadas de 0 a 5, correspondentes às amplitudes A e B.

Determinados os coeficientes das senóides componentes da onda proposta, podemos analisar o grau de precisão atingido, ordenando que o computador simplesmente faça a adição da totalidade das componentes calculadas e apresente no vídeo, no modo de alta definição gráfica, a onda resultante. Para isso, o programa "Restituição gráfica" deverá ser aplicado.

Se a forma já estiver próxima do modelo original, poderemos paralisar o cálculo. Caso contrário, deveremos reaplicar o "Programa de decomposição", ampliando seu alcance mediante a introdução das linhas adicionais que estendam sua capacidade de cálculo até o 7.º harmônico.

No entanto, no caso de ondas de forma retangular (pulsos, ondas retangulares), o aumento do número de divisões, sem considerar o grau de regularidade da onda, resultará em melhor e mais rápida resposta da forma restituída, dado que haverá um maior número de pontos de certeza analisados pela máquina.

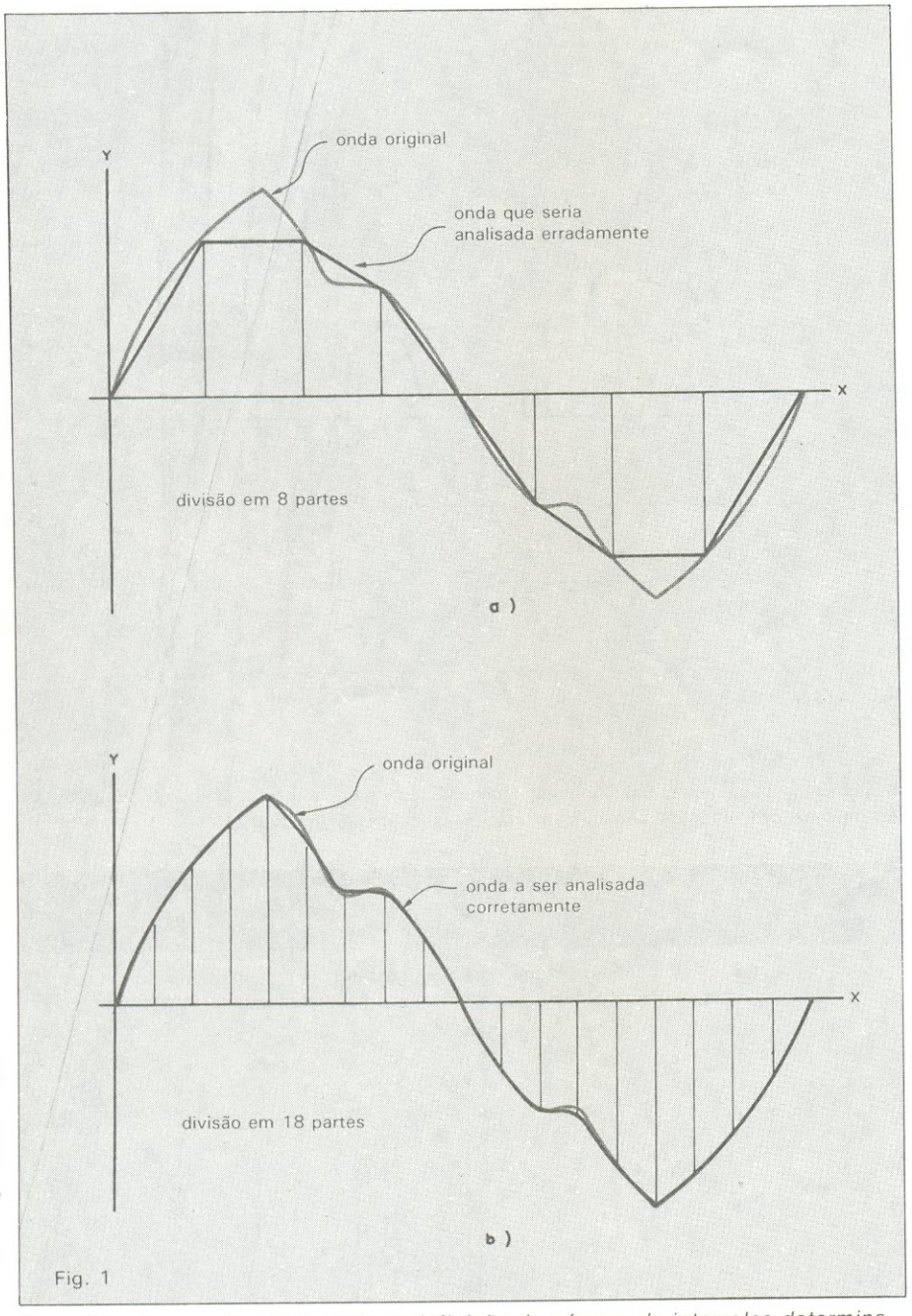


Fig. 1

Na análise de uma forma de onda, a definição do número de intervalos determina a precisão obtida.

Freqüência e fase — O programa de análise apresentado neste artigo é genérico e válido sem restrições para qualquer freqüência. Tal generalização foi tornada possível ao atribuir à variável independente X o valor da freqüência, transferindo a constante 2π para a linha 90 do "Programa de decomposição" e para a linha 260 do "Programa de restituição".

O programa permite, ainda, a análise de ondas com fases diferentes de zero, em atraso ou adiantamento, bastando tão-somente substituir a variável X por $X \pm A$, onde A é o ângulo em radianos que representa a diferença de fase (360° = 6,28 radianos).

Escalas gráficas — O programa de "Restituição gráfica" está preparado para receber os valores das amplitudes indexadas A e B, tal como foram calculados no "Programa de decomposição". No entanto, por haver limitação física de espaço na tela, os valores de A, cuja soma instantânea é superior a 100, resultarão em interrupção do processo, com emissão da respectiva mensagem de erro. Neste caso, bastará multiplicar o termo em Y da linha 400 pelo fator de redução desejado.

Utilizando raciocínio idêntico, quando a soma das amplitudes tem valor tão baixo que não permite a observação nítida da curva restituída, devemos utilizar um fator de ampliação no termo em Y da linha referida. Por exemplo, supondo uma redução de escala de 50%, a linha 400 se tornará $V = 100 - 0{,}5Y$. De forma similar, se desejarmos ampliar a figura dez vezes, a mesma linha deverá ser reeditada na forma $V = 100 - 10Y$.

Cálculo numérico — Como pode ser observado no "Programa de decomposição", o cálculo das amplitudes indexadas A e B resulta de uma série de produtos e somas. Dada a forma pela qual os microcomputadores calculam as funções trigonométricas, operam produtos e transformam valores em bases

diferentes, torna-se inevitável a ocorrência de "restos" ou "resíduos" de operações que na prática resultam em erros nas casas decimais de 7.ª ou 8.ª ordem.

Assim, quando todos os termos em B ou os harmônicos de ordem par são nulos (ver o item "Justificativa teórica"), a máquina apresenta valores não nulos, porém desprezíveis, como, por exemplo, 5,17981745E-10. Nesses casos, o conhecimento das propriedades matemáticas da série ou o mais puro bom senso indicam que o fator exemplificado será considerado como nulo.

Conhecido, portanto, o roteiro geral em que se fundamenta a análise de Fourier, faremos a seguir quatro aplicações práticas do processo, ao longo das quais serão feitos os comentários cabíveis a cada caso.

Análise de uma onda de áudio — Na forma de onda representada na figura 2, que está dividida em 26 intervalos, foram medidos, graficamente, os valores listados na Tabela 1.

Introduzindo no "INPUT" da linha 30, do "Programa de decomposição", o valor 26 e no "INPUT" da linha 100 as 27 ordenadas lidas no desenho da onda, relacionadas na Tabela 1, após alguns segundos a máquina nos oferecerá os seguintes resultados:

A(0) = 0	B(1) = 0
A(1) = 9,36	B(2) = 0
A(2) = 10,09	B(3) = 0
A(3) = 0,47	B(4) = 0
A(4) = 3,62	B(5) = 0
A(5) = 0,11	

Em seguida, carregando a máquina com o programa "Interpretação gráfica" e introduzindo nos "INPUT" das linhas 30 a 130 os valores de A e B calculados, teremos a reconstituição gráfica proposta até as harmônicas da 5.ª ordem, o que nos proporcionará a restituição da onda estudada com grau de precisão bastante significativo.

Análise de onda processada em um triac — De modo similar ao indicado na aplicação anterior, verificamos que a onda apresentada na figura 3 foi dividida em 24 intervalos, cujas 25 ordenadas encontram-se reunidas na Tabela 2.

Introduzindo os valores da Tabela 2 nas linhas 30 e 100 do "Programa de decomposição", obteremos as seguintes amplitudes:

A(0) = 0	B(1) = −1,97
A(1) = 1,36	B(2) = 0
A(2) = 0	B(3) = 0,52
A(3) = 1,96	B(4) = 0
A(4) = 0	B(5) = 1,43
A(5) = 0,025	

Nesta oportunidade, vale alertar que, caso seja feita a restituição gráfica com o programa "Interpretação gráfica", a dimensão física da curva ficará muito reduzida na tela. Para contornar esse inconveniente, deverá ser usado um fator de correção de escala, o que será feito modificando a linha 400 do referido programa de V = 100 − Y, para V = 100 − 10Y.

Observando agora a forma da onda restituída, verificamos que a análise até o 5.º harmônico não ofereceu uma

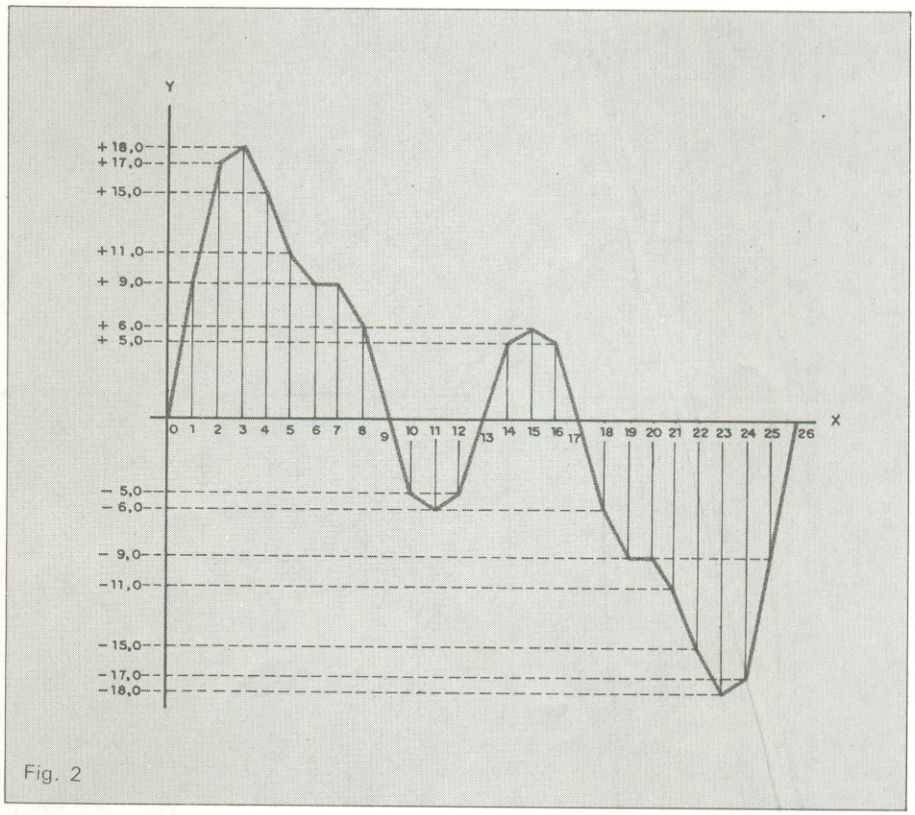


Fig. 2

Análise de um sinal de áudio, com sua divisão em 26 intervalos.

Valores medidos na forma de onda da figura 2
Tabela 1

Instante	Amplitude	Instante	Amplitude
0	0	14	5
1	9	15	6
2	17	16	5
3	18	17	0
4	15	18	−6
5	11	19	−9
6	9	20	−9
7	9	21	−11
8	6	22	−15
9	0	23	−18
10	−5	24	−17
11	−6	25	−9
12	−5	26	0
13	0		

Valores medidos na forma de onda da figura 3
Tabela 2

Instante	Amplitude	Instante	Amplitude
0	0	13	0
1	0	14	0
2	0	15	0
3	0	16	0
4	0	17	0
5	0	18	0
6	0	19	0
7	0	20	0
8	0	21	−7
9	7	22	−5
10	5	23	−2,66
11	2,66	24	0
12	0		

Valores medidos na forma de onda da figura 4
Tabela 3

Instante	Amplitude	Instante	Amplitude
0	0	17	0
1	0	18	0
2	0	19	0
3	0	20	0
4	5	21	0
5	5	22	0
6	5	23	0
7	5	24	0
8	5	25	0
9	5	26	0
10	5	27	0
11	0	28	0
12	0	29	0
13	0	30	0
14	0	31	0
15	0	32	0
16	0		

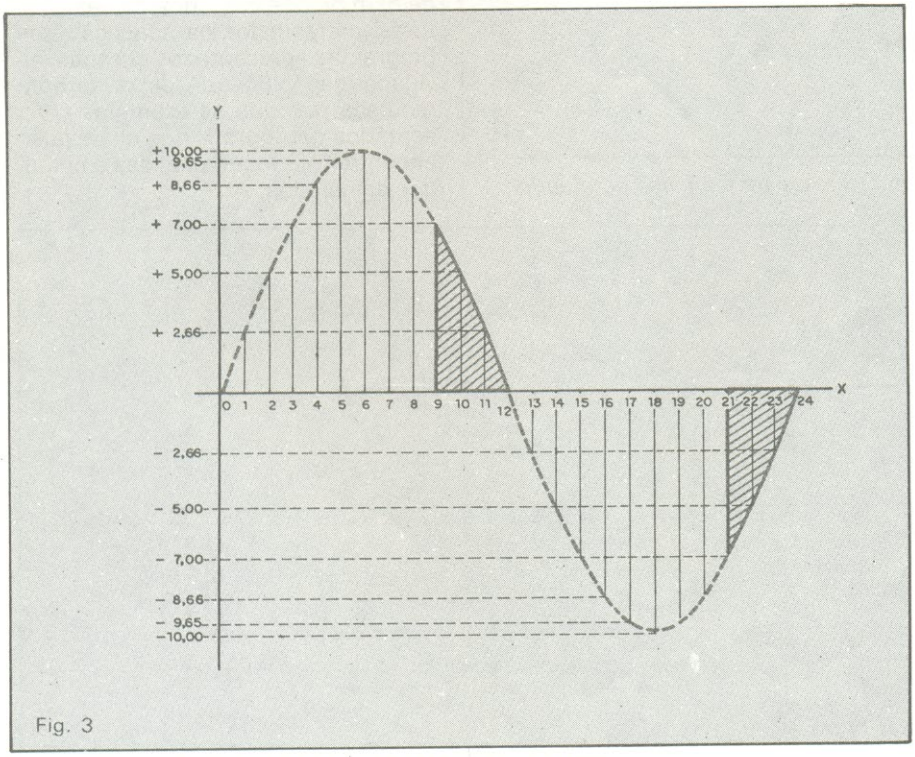


Fig. 3

Análise de uma forma de onda processada em um triac.

precisão aceitável, o que sugere a necessidade de serem determinadas as amplitudes do 7.º harmônico, para podermos avaliar com mais certeza a estrutura da onda. Aplicando a rotina já apresentada, foram calculados os seguintes valores para o 7.º harmônico: A(7) = −0,74 e B(7) = 0.

Diante dos valores calculados para as amplitudes indexadas A e B, observamos as seguintes características na onda apresentada:

— não existe, até o 7.º harmônico, uma tendência de queda nas amplitudes;

— as amplitudes dos harmônicos se mantêm em níveis significativamente elevados em relação à amplitude fundamental.

A partir dessas observações, podemos deduzir com certeza que a série de senos e co-senos deverá se estender a ordens harmônicas muito superiores à 7ª, o que resultará em distúrbios de radiointerferência nas freqüências mais elevadas e sobreaquecimento de transformadores e reatores nas freqüências industriais.

Análise de um pulso retangular — Utilizando os conhecimentos já adquiridos com as aplicações anteriores, dividimos o pulso apresentado na figura 4 em 32 intervalos iguais, cujas 33 ordenadas encontram-se na Tabela 3.

Aplicando raciocínio idêntico aos casos anteriores, calculamos os seguintes valores indexados de A e B:

A(0) = 1,09	B(1) = 0,39
A(1) = 1,98	B(2) = −1,45
A(2) = 0,60	B(3) = −0,52
A(3) = −0,78	B(4) = 0,22
A(4) = −0,22	B(5) = −0,15
A(5) = −0,10	

Mais uma vez, lançaremos os valores de A e B nas linhas 30 a 130 do programa de "Interpretação gráfica", obtendo uma forma de curva restituída que já justifica a interrupção do cálculo no 5.º harmônico.

Vale comentar que, pela primeira vez, obtivemos um valor significativo para a constante A(0), (1,09). A interpretação física desse fato reside na própria forma da curva. Por ser assimétrica, exige que um valor constante proporcione tal grau de assimetria, pois as funções seno e co-seno são, por definição matemática, essencialmente simétricas.

Por outro lado, analisando o valor numérico das amplitudes indexadas, verificamos que a amplitude do 5.º harmônico representa apenas 5% da função fundamental, sendo portanto razoável admitir que a partir daí serão encontrados valores cada vez menos significativos das amplitudes de ordem superior.

Finalmente, apresentamos a seguir

o caso particular da análise de ondas retangulares simétricas, o que se justifica por mostrar um artifício de cálculo novo para o leitor.

Análise particular das ondas retangulares simétricas — Enfatizamos, inicialmente, que a definição do número de intervalos de divisão da curva seria apenas uma função de seu grau de irregularidade, o que ficou demonstrado nas três aplicações práticas anteriores. No entanto, no caso de ondas retangulares simétricas, seremos obrigados a fazer a divisão em um número de intervalos muito maior do que seu grau de regularidade poderia sugerir.

A figura 5 mostra que a onda retangular sempre passa em determinado momento por uma condição, na qual teríamos que alimentar um "INPUT" com dois valores diferentes. De fato, tal circunstância ocorre no momento da comutação, quando, no caso da presente aplicação, no instante 20 temos a mudança do valor + 5 para − 5, o que inviabiliza a aplicação do método.

Contudo, utilizaremos um recurso que tornará possível, em termos práticos, a aplicação do processo apresentado neste artigo. Trata-se de dividir a onda em um número de divisões que permita que a comutação entre os máximos e mínimos se faça de forma não instantânea, porém ainda tão rápida que evite comprometer a qualidade da análise proposta. Tal artifício encontra plena justificativa na prática, pois certamente é bem conhecida dos leitores a limitação imposta por dispositivos analógicos em comutar valores de forma instantânea.

Na aplicação apresentada, ao dividirmos a onda em 40 intervalos, modelando a mesma na forma trapezoidal, estamos admitindo que a comutação entre os valores + 5 e − 5 se faça em 2 × 25μs, no caso da onda de 1 000 ciclos. Isso representa uma variação de 5 μs/unidade, parâmetro bastante conservativo para a maioria das condições de trabalho da prática.

Assim, utilizando a mesma rotina dos casos anteriores, transcrevemos na Tabela 4 as amplitudes e instantes em que dividimos a onda.

Operando a máquina na forma já descrita e conhecida, obteremos:

A(0) = 0	B(1) = 0
A(1) = 6,35	B(2) = 0
A(2) = 0	B(3) = 0
A(3) = 2,08	B(4) = 0
A(4) = 0	B(5) = 0
A(5) = 1,20	

Como se nota, existe uma forte tendência de queda nas amplitudes, o que caracteriza uma onda com baixo teor de harmônicos. Sugerimos que os leitores interessados na aplicação dos programas apresentados em suas atividades específicas desenvolvam com recursos próprios os exemplos apresentados na figura 6, nos quais já se encontram os resultados das amplitudes calculadas.

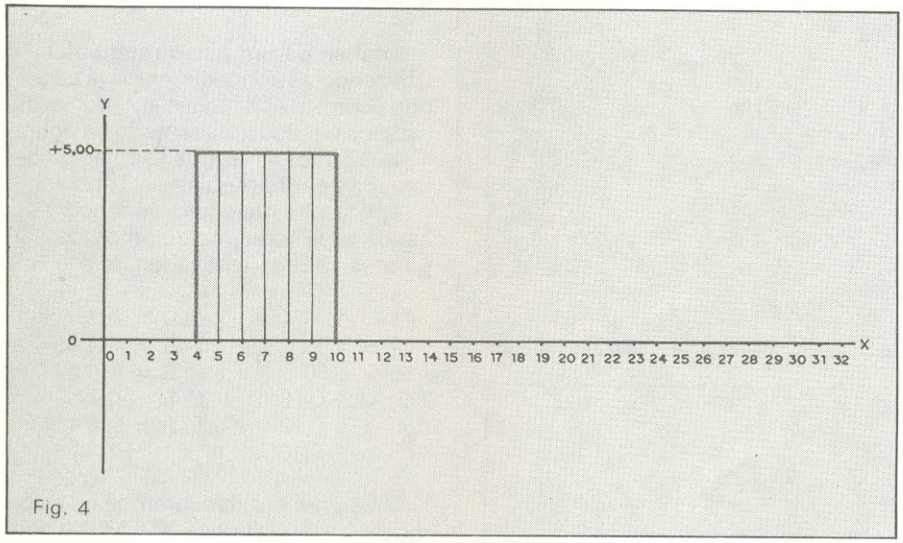


Fig. 4

Pulso retangular assimétrico dividido em 32 intervalos, para a análise por Fourier.

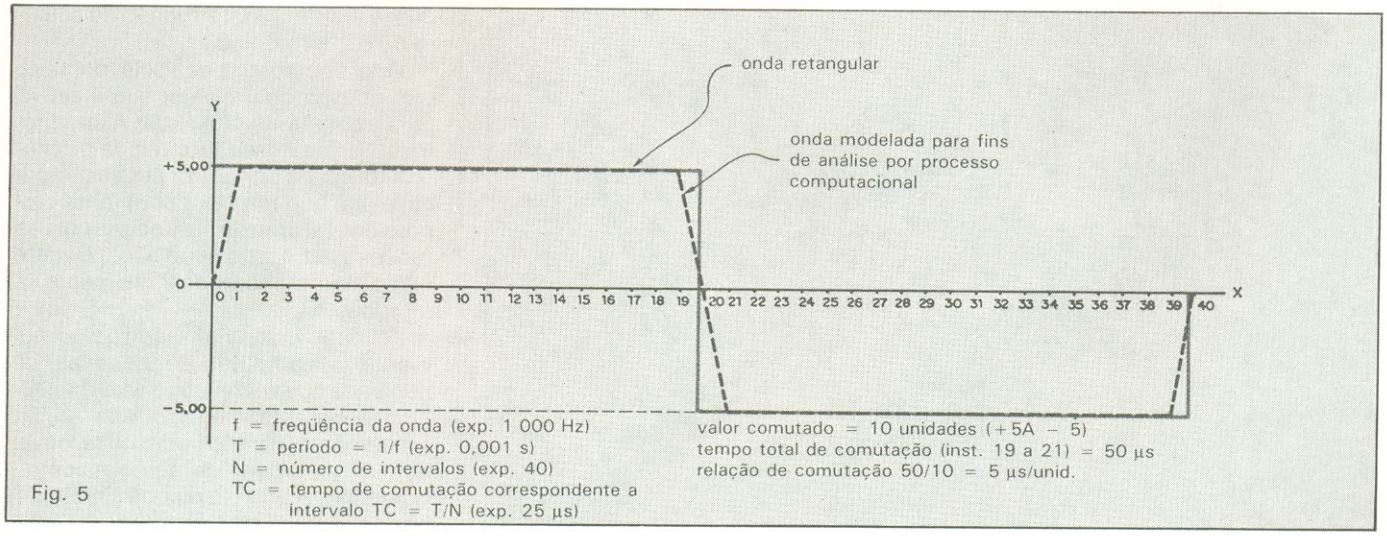


Fig. 5

Análise de um pulso retangular simétrico.

Valores medidos na forma de onda da figura 5
Tabela 4

Instante	Amplitude	Instante	Amplitude	Instante	Amplitude	Instante	Amplitude
0	0	11	5	22	−5	33	−5
1	5	12	5	23	−5	34	−5
2	5	13	5	24	−5	35	−5
3	5	14	5	25	−5	36	−5
4	5	15	5	26	−5	37	−5
5	5	16	5	27	−5	38	−5
6	5	17	5	28	−5	39	−5
7	5	18	5	29	−5	40	0
8	5	19	5	30	−5		
9	5	20	0	31	−5		
10	5	21	−5	32	−5		

Pesquisa de radiointerferências

Com os conhecimentos adquiridos nesta matéria, é possível utilizar as rotinas computacionais descritas para analisar se determinada onda rica em harmônicos provoca radiointerferência.

Seja, por exemplo, o pulso da figura 4, porém com freqüência de 3 600 Hz e amplitude de 120 V. Se desejarmos verificar se a amplitude dos harmônicos no espectro de radioemissão AM será capaz de provocar distúrbios indesejáveis, bastará calcularmos os coeficientes A e B dentro da faixa escolhida.

Por exemplo, estudando o intervalo entre 550 kHz e 1 600 kHz, determinaremos a amplitude do harmônico de ordem 296, que se situa na freqüência 1 065,600 kHz, ou seja, no centro da faixa (3 600 Hz×296 = = 1 065 600 Hz). Para efetuar o estudo proposto, devemos introduzir no "Programa de decomposição" as seguintes linhas adicionais:

linha	*texto*
67	*DIM A(300)*
68	*DIM B(300)*
155	*M(x) = Y(x) * sin (296 * x)*
205	*N(x) = Y(x) * cos (296 * x)*
391	*A(296) = M * L*
491	*B(296) = N * L*
450	*PRINT A(296); B(296)*

Alimentando a máquina com os "INPUT" que caracterizam o pulso de 120 V obtemos:

A(296) = 8,17
B(296) = 1,71

Como já seria esperado, existe uma amplitude de 8,17 V no harmônico de 1 065,600 kHz, o que provocará forte interferência na forma de onda estudada.

Justificativa teórica — Ao propor sua teoria sobre funções periódicas, Fourier definiu uma função periódica como sendo unívoca, finita e contínua sobre um intervalo de 2π radianos, e que seria representada pela fórmula:

$$y = f(x) = A(0) + A(1)\,\text{sen}\,x + A(2)\,\text{sen}\,2x + A(N)\,\text{sen}\,Nx + B(1)\cos x + B(2)\cos 2x + B(N)\cos Nx$$

Por meio de artifícios matemáticos, e com o auxílio do cálculo integral, foi determinado o valor de A(0), o qual, uma vez adaptado para interpretação gráfica, pode ser representado por:

$$A_0 = \frac{1}{m}\sum_{k=0}^{k=m} y_k \cdot x \qquad (1)$$

onde m é o número de intervalos em que a curva foi graficamente dividida e y, o valor da ordenada média correspondente ao intervalo Δx.

É fácil compreender que essa expressão refere-se à soma de uma série de áreas "$y_k \cdot x$", as quais representarão a área total compreendida pela curva da função e o eixo x, ao longo do intervalo 0 a 2π, definido por Fourier. Ao dividirmos essa área por 2π, efetivamente estaremos calculando o valor médio da função no intervalo considerado.

Utilizando, ainda, recursos e artifícios do cálculo integral, chegamos à expressão geral das amplitudes indexadas:

$$A(N) = 2\,\frac{1}{m}\sum_{k=1}^{k=m} y_k\,\text{sen}\left(k - \frac{1}{2}\right)m\,\frac{2\pi}{m} \qquad (2)$$

$$B(N) = 2\,\frac{1}{m}\sum_{k=1}^{k=m} y_k\cos\left(k - \frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{m} \qquad (3)$$

Observando cuidadosamente as expressões (2) e (3), verificamos que, na realidade, trata-se de um somatório de produtos (y · sen x e y · cos x), o qual é finalmente dividido pelo número de intervalos em que a curva foi dividida ao longo do intervalo 0 a 2π.

Nessas considerações reside em essência o "Programa de decomposição" apresentado, o qual passamos a dissecar:

linha	*descrição*
20-30	— definição do número de intervalos
50	— definição do número de ordenadas
80	— definição do número de radianos em cada intervalo
90	— ordem para iniciar a análise ao longo do intervalo de 6,28 radianos a cada w radianos
100	— entrada das ordenadas
110 a 200	— produtos "y · sen x" e "y · cos x" desde o valor fundamental N = 1 até N = 5
210 a 300	— somatório dos produtos calculados nas linhas 110 a 200
310	— somatório das ordenadas da curva segundo a rotina definida na linha 90
340	— cálculo de A(0) (valor médio da curva)
350 à 440	— divisão do somatório pelo número de intervalos
450	— impressão dos resultados

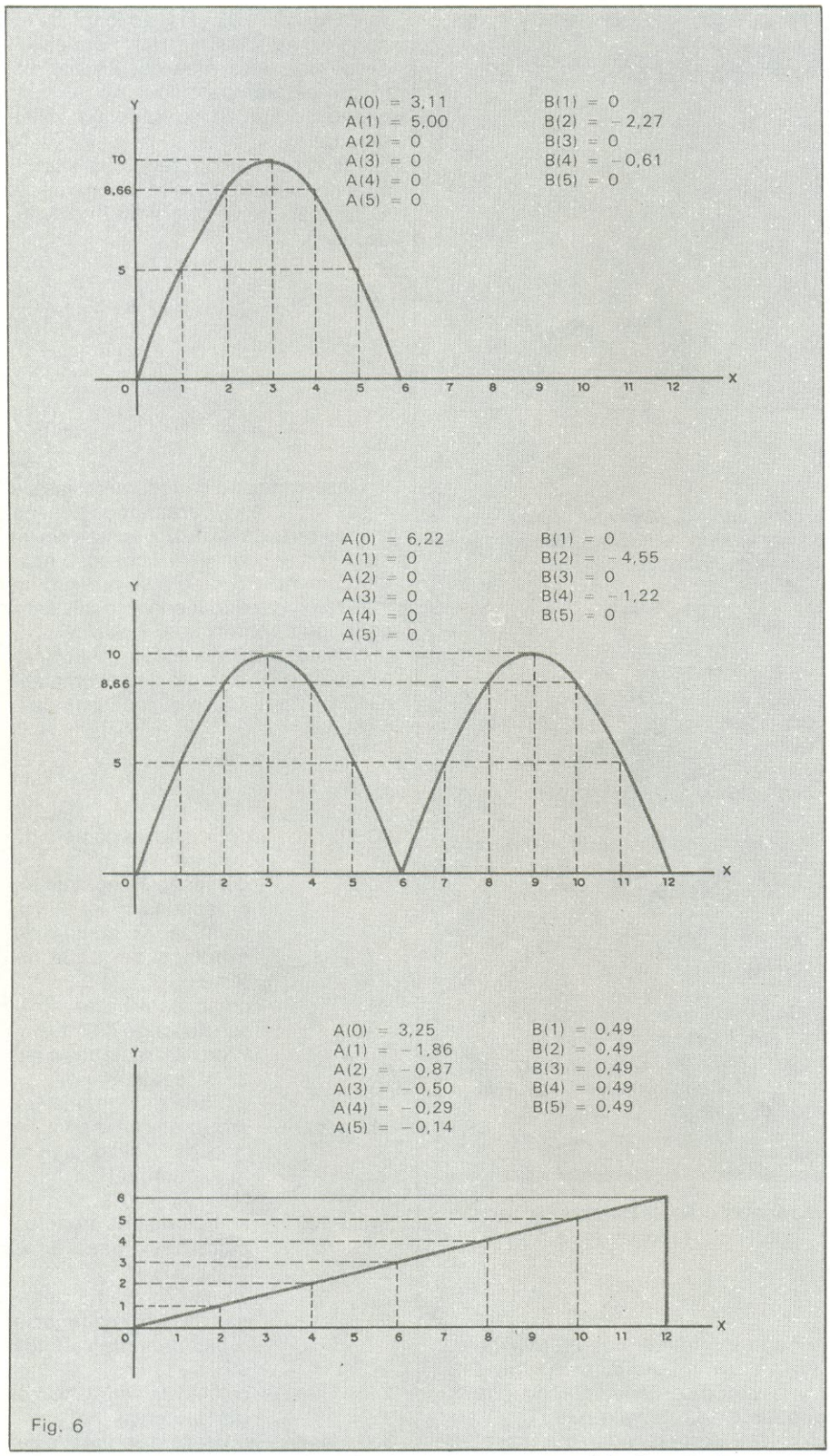


Fig. 6

Alguns exemplos, com resultados já calculados, para exercício do método apresentado: retificação em meia onda (a), retificação em onda completa (b) e dente-de-serra (c).

Efetuando o desenvolvimento das expressões (1), (2) e (3), para os diversos valores de N, verificamos que existem casos particulares para os quais são válidas e úteis as propriedades apresentadas a seguir:

1) o valor de A(0) é nulo no caso de funções simétricas em relação ao eixo x;
2) os coeficientes pares são nulos nas funções simétricas em relação ao eixo x;
3) os termos em co-seno são nulos nas funções que, além de simétricas em relação ao eixo x, ainda apresentam simetria em 90° e 270°.

Precisão — Ao longo de todo o desenvolvimento e interpretação dos resultados das análises harmônicas processadas por computador, o usuário sempre deverá ter presente que o processo apresentado, embora apoiado por bases teóricas sólidas, tem seu desenvolvimento fundamentado em processo gráfico. Daí resulta que a precisão dos valores das amplitudes dependerá principalmente do número de intervalos em que o período é dividido.

Tal consideração pode ser ilustrada de forma insofismável ao se analisar a onda triangular dente-de-serra. Nesse caso, quanto maior o número de intervalos, menores são os valores das amplitudes indexadas "B(N)", até o limite teórico em que, com um número infinito de divisões, os coeficientes B tornam-se nulos.

Naturalmente, tal situação só é atingida ao ser feita a análise com o auxílio do cálculo integral, o que, aliás, é possível apenas no caso de ondas com forma definida (triangulares, quadradas, trapezoidais).

No entanto, esse comentário não significa que a validade do trabalho fique comprometida por reparos quanto à aproximação dos coeficientes A e B, pois os resultados gráficos apresentados demonstram que o grau de aproximação obtido é suficiente para as aplicações práticas a que se propõe.

Bibliografia

Kerchner e Corcoran, *Alternating Current Circuits*, John Wiley, EUA.
K. Y. Tang, *Alternating Current Circuits*, International Texbook Company, EUA.

Programa de decomposição

```
 10 REM SERIE DE FOURIER
 20 PRINT ''DIGITE O NUMERO DE INTERVALOS U''
 30 INPUT U
 40 CLS
 50 V=U+1
 60 DIM Y(V)
 70 PRINT '' ENTRE COM O VALOR DE ''V''
    ORDENADAS LIDAS NO GRAFICO DA CURVA''
 80 W=6.28/U
 90 FOR X=0 TO 6.28 STEP W
100 INPUT Y(X)
110 A(X)=Y(X)*SIN(X)
120 B(X)=Y(X)*SIN(2*X)
130 C(X)=Y(X)*SIN(3*X)
140 D(X)=Y(X)*SIN(4*X)
150 E(X)=Y(X)*SIN(5*X)
160 F(X)=Y(X)*COS(X)
170 G(X)=Y(X)*COS(2*X)
180 H(X)=Y(X)*COS(3*X)
190 I(X)=Y(X)*COS(4*X)
200 J(X)=Y(X)*COS(5*X)
210 A=A+A(X)
220 B=B+B(X)
230 C=C+C(X)
240 D=D+D(X)
250 E=E+E(X)
260 F=F+F(X)
270 G=G+G(X)
280 H=H+H(X)
290 I=I+I(X)
300 J=J+J(X)
310 K=K+Y(X)
320 NEXT X
330 L=2/U
340 A(0)=K/U
350 A(1)=A*L
360 A(2)=B*L
370 A(3)=C*L
380 A(4)=D*L
390 A(5)=E*L
400 B(1)=F*L
410 B(2)=G*L
420 B(3)=H*L
430 B(4)=I*L
440 B(5)=J*L
450 PRINT ''A(0)=''A(0);''A(1)=''A(1);''A(2)=
    ''A(2);''A(3)=''A(3);''A(4)=''A(4);''A(5)=
    ''A(5);''B(1)=''B(1);''B(2)=''B(2);''B(3)=
    ''B(3);''B(4)=''B(4);''B(5)=''B(5)
460 SOUND 128,10
```

Programa de interpretação gráfica

```
 10 REM-REPRESENTACAO GRAFICA DA SERIE DE
    FOURIER
 20 PRINT ''ENTRE COM OS VALORES DE A(0),A(1),
    A(2),A(3),A(4),A(5),B(1),B(2),B(3),B(4),B(5)''
 30 INPUT A(0)
 40 INPUT A(1)
 50 INPUT A(2)
 60 INPUT A(3)
 70 INPUT A(4)
 80 INPUT A(5)
 90 INPUT B(1)
100 INPUT B(2)
110 INPUT B(3)
120 INPUT B(4)
130 INPUT B(5)
140 DIM V(200)
150 DIM H(257)
160 DIM Y(15)
170 PMODE 3,1
180 PCLS
190 SCREEN 1,1
200 FOR H=0 TO 257
210 PSET (H,100,8)
220 NEXT H
230 FOR V=0 TO 200
240 PSET (0,V,8)
250 NEXT V
260 FOR X=0 TO 6.28 STEP .05
270 Y(1)=A(0)
280 Y(2)=A(1)*SIN(X)
290 Y(3)=A(2)*SIN(2*X)
300 Y(4)=A(3)*SIN(3*X)
310 Y(5)=A(4)*SIN(4*X)
320 Y(6)=A(5)*SIN(5*X)
330 Y(7)=B(1)*COS(X)
340 Y(8)=B(2)*COS(2*X)
350 Y(9)=B(3)*COS(3*X)
360 Y(10)=B(4)*COS(4*X)
370 Y(11)=B(5)*COS(5*X)
380 Y=Y(1)+Y(2)+Y(3)+Y(4)+Y(5)+Y(6)+Y(7)+
    Y(8)+Y(9)+Y(10)+Y(11)
390 H=30*X
400 V=100-Y
410 PSET (H,V,7)
420 NEXT X
430 GOTO 430
```

João Antonio Zuffo

TECNOLOGIA CMOS
10ª PARTE

Parâmetros dinâmicos da família CMOS

A tendência atual de redução das dimensões dos dispositivos CMOS pode ser explicada, em grande parte, pela necessidade de se atender os parâmetros dinâmicos desta família de integrados

A pequena potência quiescente é o parâmetro de maior destaque na tecnologia CMOS — e é exatamente esta pequena potência dissipada por uma unidade de área que torna a tecnologia CMOS a mais indicada para aplicações nos CIs IEMA. Todavia, a potência dissipada cresce linearmente com a freqüência de operação do circuito, sendo também proporcional às capacitâncias parasitárias e de carga, e ao quadrado da tensão de alimentação. Por isso, a potência dissipada num integrado CMOS está intimamente ligada aos parâmetros dinâmicos de operação desses CIs, tais como: tempo de atraso, tempo de subida, tempo de descida e máxima freqüência de operação.

Esses parâmetros dinâmicos, por sua vez, dependem fundamentalmente dos elementos parasitários e, por isso, também das dimensões físicas dos dispositivos individuais. Daí a tendência moderna de se reduzir cada vez mais as dimensões físicas dos dispositivos. No estado tecnológico atual, os integrados CMOS estão atingindo velocidades de operação comparáveis com as velocidades dos CIs construídos com a tecnologia LTT *Schottky* de baixa potência. E, a médio prazo, prevê-se uma ampliação considerável da velocidade dos CIs CMOS, sem que isso signifique aumento de potência dissipada, pois, com a redução das dimensões, teremos, a um só tempo, a redução das capacitâncias parasitárias e da tensão de alimentação.

Parâmetros dinâmicos básicos — Consideremos, a princípio, a definição dos parâmetros dinâmicos e os esquemas de circuitos utilizados no levantamento desses parâmetros. Inicialmente, na figura 1, temos os tempos de subida e de descida do sinal de entrada, bem como os tempos de atraso t_{ABA} (t_{pLH}), de baixo para alto, e t_{AAB} (t_{pHL}), de alto para baixo[1]. Dependendo das

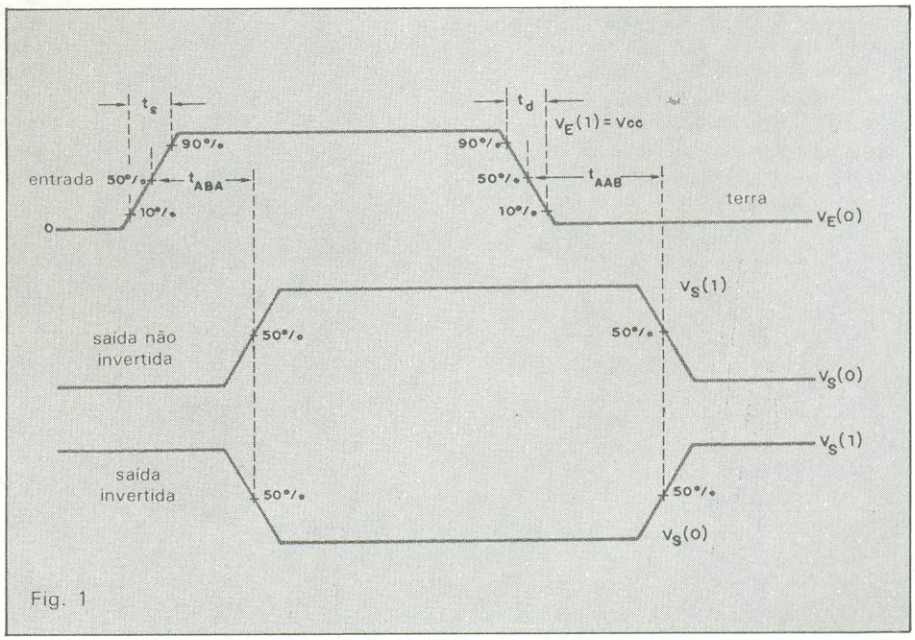


Fig. 1

Definição dos tempos de transição do sinal de entrada e dos tempos de atraso.

condições de teste na entrada, podemos ter um pulso positivo ou um pulso negativo de largura t_L (t_W). Na figura 2, ilustramos estes pulsos, indicando os parâmetros dinâmicos que os caracterizam.

Os circuitos de testes utilizados para as diferentes saídas dos CIs CMOS estão na figura 3. Já na figura 3a, temos a saída comum, composta pelo par complementar TECMOS canal N e canal P. Na figura 3b, apresentamos o circuito de teste normalmente utilizado para as saídas de 3 estados. A chave CH1 deve ficar na posição 1, quando tivermos medidas de tempo de atraso com a saída indo de um nível ativo baixo para o estado de alta impedância, no caso de 3 estados. Ou deve ficar na posição 2, no caso de termos medidas de tempo de atraso com a saída indo de um nível ativo alto para o estado de alta impedância. Finalmente, na figura 3c, ilustramos o teste para os CIs que tenham saídas do tipo dreno aberto. Considera-se, neste caso, a ausência do transistor TECMOS canal P, que tem seu dreno conectado à saída e sua fonte em $+V_{cc}$.

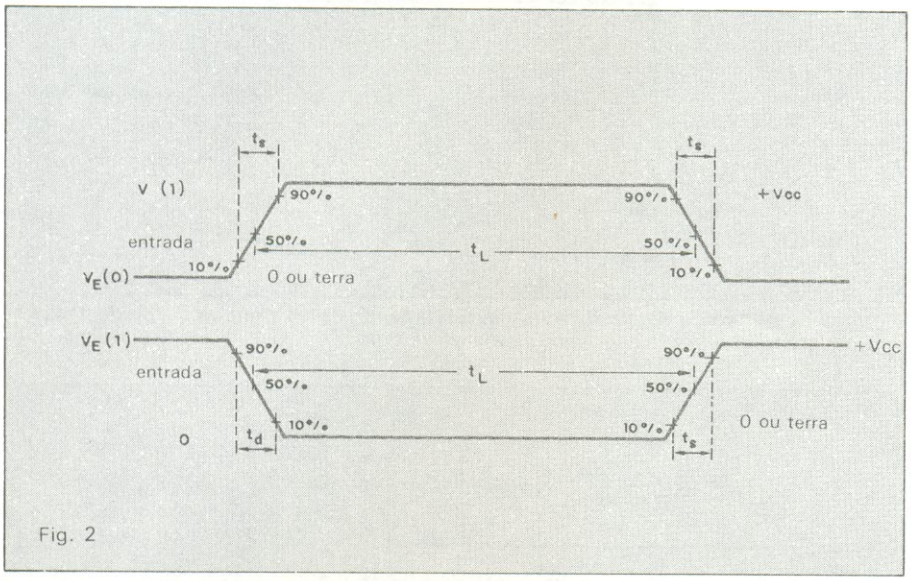


Fig. 2

Formas de onda dos pulsos de entrada com destaque para a largura dos mesmos.

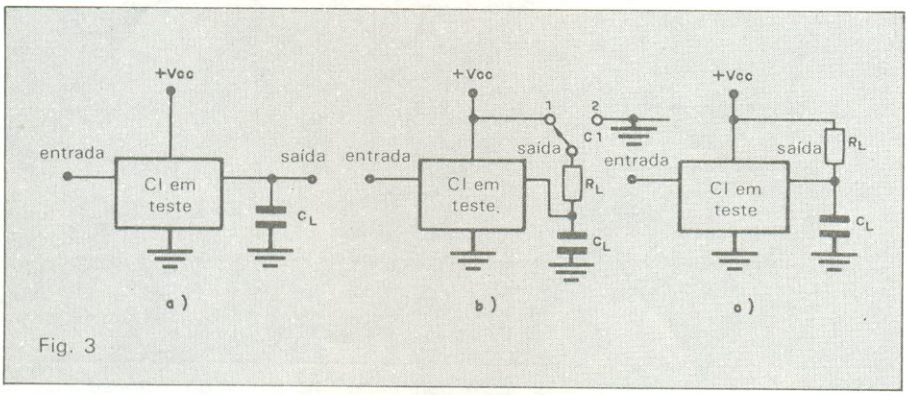


Fig. 3

Circuitos para testes de parâmetros dinâmicos dos CIs CMOS.

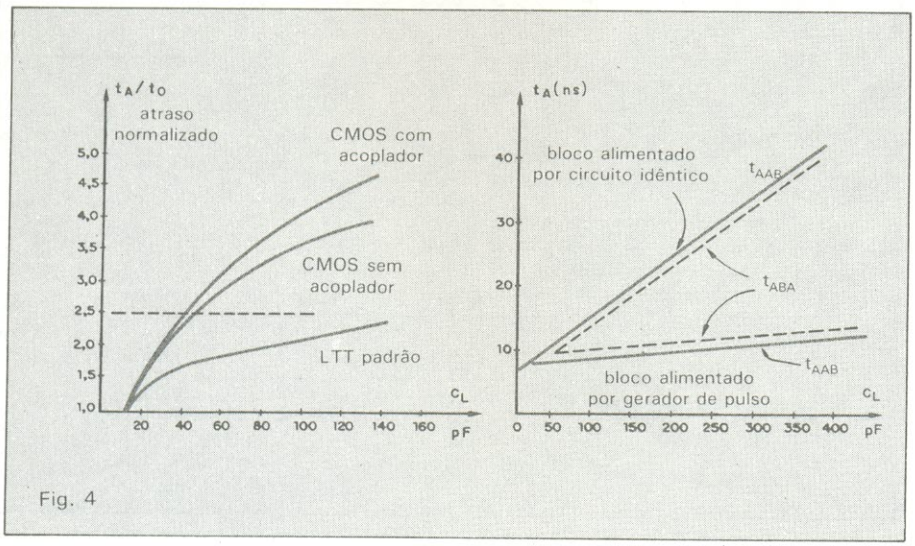


Fig. 4

Atrasos em função da capacitância de carga nos integrados CMOS.

Voltando à figura 3a, é importante registrar que C_l inclui as capacitâncias de carga e do conjunto de montagem do CI. Para a série 4000 e 4000 A, o C_l utilizado era de 15 pF. A adoção desse valor resultava numa definição irrealista do tempo de atraso para a família CMOS, pois, com ele, a carga C_l correspondia, nas piores condições, à carga de um ou de, no máximo, dois circuitos idênticos ao que está sendo testado. Tratava-se, enfim, de uma fonte comum de erros, já que o projetista era levado a acreditar que dispunha de um feixe de saída maior que 50 — isso em razão das características estáticas permitirem um feixe de saída tão grande quanto se queira. Uma avaliação errada da capacidade de carga, além de aumentar a sua potência consumida, pode produzir tempos de atraso maiores do que os previstos inicialmente. Por sua vez, os tempos maiores de transição podem expandir de forma intolerável a potência consumida nos estágios seguintes, aumentando em muito a temperatura de operação do sistema. Nessas circunstâncias, para obter uma estimativa válida, o projetista deve levar em conta a capacidade de carga real aplicada em seu bloco lógico, bem como as características da fonte de sinal aplicadas à sua entrada. Dados dessa natureza integram os gráficos da figura 4.

Cabe também salientar que o aumento de temperatura amplia o tempo de atraso, devido à diminuição da mobilidade dos portadores majoritários. Além disso, o aumento da tensão de alimentação torna o circuito mais rápido, quer pela redução do valor das capacitâncias de junção, nas junções polarizadas reversamente, quer pelo aumento da corrente nos transistores, devido ao crescimento da tensão porta-fonte V_{pf}.

Quando um sinal de relógio é aplicado a um CI CMOS não devem ocorrer transições nos sinais de entrada e, para isso, é importante que os mesmos sejam aplicados nas entradas num intervalo de tempo antes da chegada do sinal de relógio, denominado "tempo de pré-disposição" (t_{pd} ou t_s). Do mes-

mo modo, é necessário manter os sinais constantes na entrada por um dado intervalo de tempo, após a remoção do sinal de relógio. Esse intervalo é chamado de "tempo de sustentação" (t_S ou t_H). Os tempos a que nos referimos estão ilustrados na figura 5.

Para terem efeito, os sinais de apagamento ou limpeza e de habilitação devem ser aplicados, do mesmo modo, num intervalo de tempo antes do relógio. A este intervalo denominamos "tempo de remoção" (t_{REM}). Na figura 6, apresentamos as formas de onda que correspondem a essa situação.

Resta examinar o caso particular das saídas em 3 estados, com a ativação ou não das saídas. Nesse caso, devemos considerar dois tipos de sinal: em primeiro lugar, o de habilitação de saída, que normalmente ativa quando este último estiver no valor digital baixo. Em segundo lugar, os sinais de saída, para o caso de termos saída em valor digital alto (quando a mesma for ativada) e quando tivermos a saída no valor digital baixo (quando ativada). A figura 7 ilustra estes intervalos de tempo. Observe os tempos de habilitação de saída t_{AZA} (t_{PZH}) e t_{AZB} (t_{PZL}) e os tempos de desabilitação de saída t_{AAZ} (t_{PHZ}) e t_{ABZ} (t_{PLZ}).

Feita esta introdução, estamos agora em condições de analisar com maior rigor os tempos de atraso e de transição dos CIs CMOS, observando que, em algumas famílias, o valor de 50% da forma de onda está fixado em 1,3 V, enquanto que V_{CC} é estabelecido em 3,0 V. Este procedimento é adotado, por exemplo, na família MM54HCT/MM74HCT. Nas famílias CMOS mais modernas, como aquelas que integram as séries 4000 B, MM54HC/MM74HC, MM54HCT/MM74HCT, ou como a família QMOS da RCA, o valor da capacitância total de carga, incluindo portanto a capacitância do soquete e o terminal de prova, corresponde a 50 pF. Igualase, desta forma, ao valor adotado na família LTT, tornando mais realista a comparação dos tempos de atraso e de transição.

Tempos de transição e de atraso — Antes de prosseguirmos no estudo do comportamento dos tempos de transição e de atraso, vamos proceder a uma avaliação teórica desses parâmetros e determinar quais as grandezas físicas e geométricas que definem os seus valores. Sabemos que a relação tensão/corrente num TECMOS é dada pela seguinte expressão:

$$I_d = \beta \left[V_{df}(V_{pf} - V_t) - \frac{V_{df}^2}{2} \right] \text{ para } |V_{df}| < |V_{pf} - V_t| \quad (1a)$$

e também por:

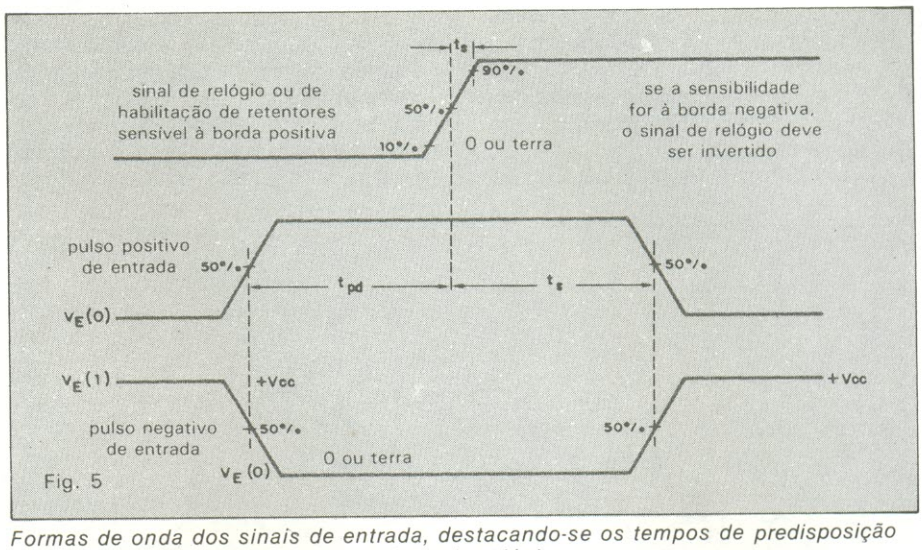


Fig. 5

Formas de onda dos sinais de entrada, destacando-se os tempos de predisposição e de sustentação em relação aos sinais do relógio.

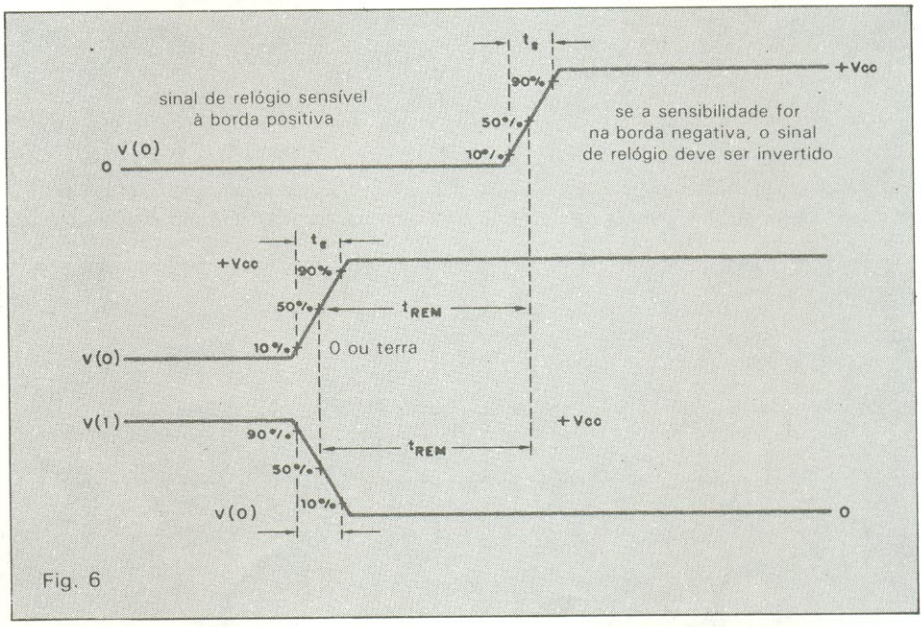


Fig. 6

Formas de onda do sinal de habilitação, com ênfase no tempo de remoção.

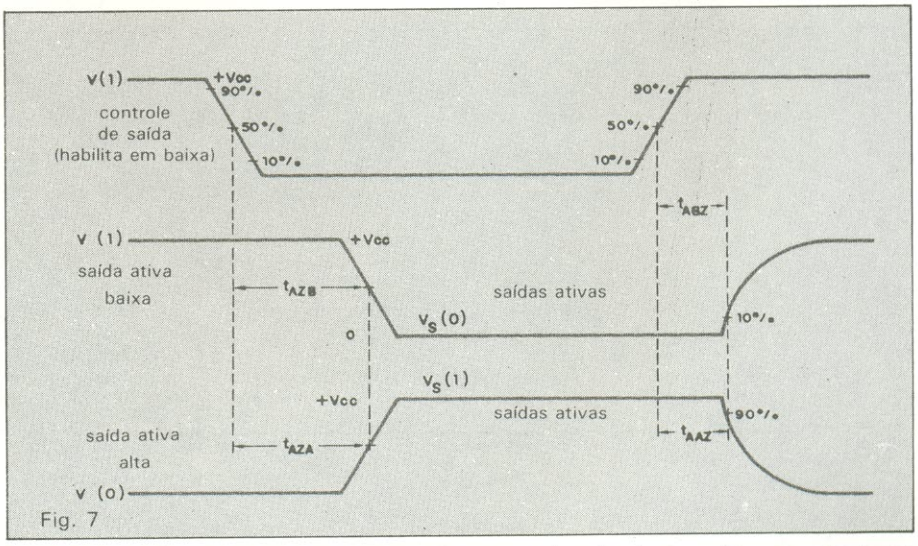


Fig. 7

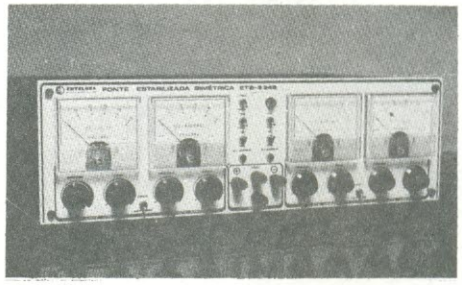
Formas de onda mostrando os tempos de atraso dos sinais de saída, em relação ao sinal de habilitação em 3 estados.

ENTELBRA

FONTES ESTABILIZADAS

MODELO	TENSÃO (+)	TENSÃO (-)	CORRENTE
ETB 2248	0,8 à 30 V	-0,8 à -30 V	0,3 à 6A
ETB 2202	0,8 à 30 V	-0,8 à -30 V	0,7 à 3A
ETB 345	0,8 à 30 V	——	4A à 15A
ETB 249*	0,8 à 30 V	——	0,3 à 6A
ETB 248	0,8 à 30 V	——	0,3 à 6A
ETB 202	0,8 à 30 V	——	0,7 à 3A

* Com medidor digital.



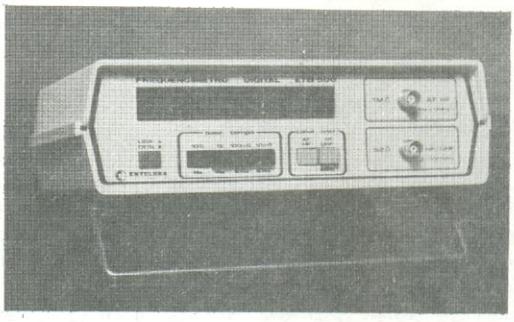
CARACTERÍSTICAS GERAIS:

- Tensão fixa de saída: 5 V x 1 A
- Temperatura de trabalho: até 30°C
- Estabilidade: 1%
- Alimentação: 110/220 VAC

FREQUENCIMETROS DIGITAIS

MODELO	ALCANCE	SENSIBILIDADE	FUNÇÕES	BASES TEMPO
ETB 812*	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	5	16
ETB 852*	1 Hz à 500 MHz	10 Hz/40 mv	5	8
ETB 1005	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	5	4
ETB 1001	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	1	4
ETB 605	1 Hz à 600 MHz	10 Hz/30 mv	5	4
ETB 500	1 Hz à 600 MHz	10 Hz/60 mv	1	4
ETB 150	1 Hz à 150 MHz	10 Hz/60 mv	1	4

* Acondicionado em estojo de madeira



CARACTERÍSTICAS GERAIS

- Display: 8 dígitos
- Estabilidade: ± 0,5 PPM
- Alimentação: 110/220 VAC

GERADOR DE FUNÇÕES

ETB511

- Freqüência: 0,1 Hz a 100 KHz (6 faixas)
- Ondas: senoidal, triangular, quadrada, sweep, burst
- Indicação: digital
- Amplitude: 20 v.p-p
- Alimentação: 110/220 VAC

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

FILCRES

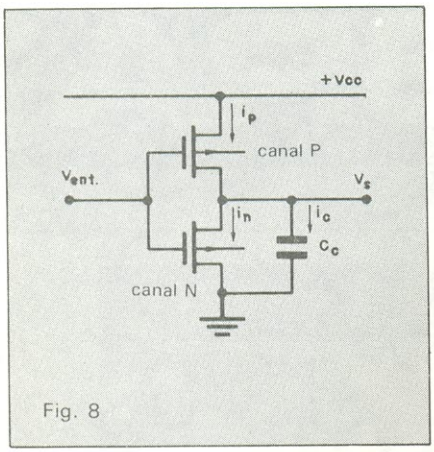


Fig. 8

Inversor básico.

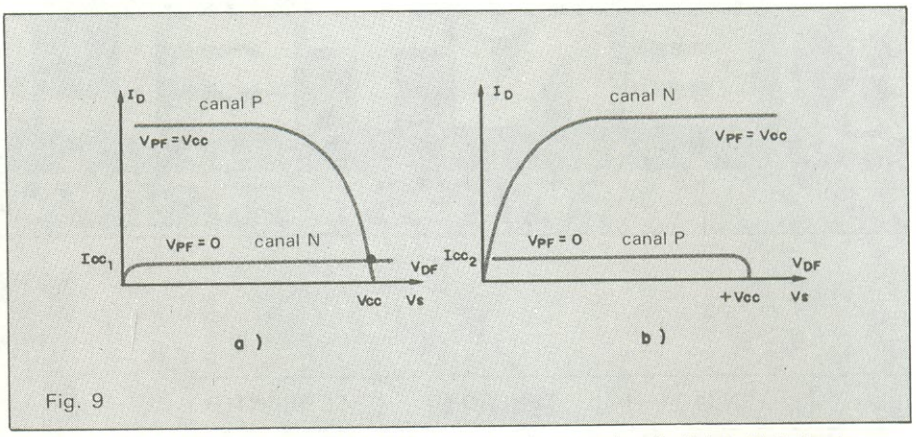


Fig. 9

Pontos de operação do inversor CMOS: a) Entrada no valor digital 0; b) Entrada no valor digital 1.

$$I_d = \beta(V_{pf} - V_t)^2 \text{ para } |V_{df}| > |V_{pf} - V_t| \quad (1b)$$

e também que:

$$I_d = 0 \quad \text{para} \quad V_{pfn} < V_{tn}, \quad (1c)$$

no caso de TECMOS canal N e

$$I_d = 0 \quad \text{para} \quad V_{pfp} > V_{tp}, \quad (1d)$$

no caso de TECMOS canal P. Nas relações anteriores:

$$\beta = \frac{\mu s \varepsilon_{ox} W}{L T_{ox}}$$

sendo β uma característica do dispositivo TECMOS; μs, a mobilidade superficial dos portadores; ε_{ox}, a constante dielétrica do isolante de porta, geralmente óxido de silício; W, a largura de canal do TECMOS; L, o comprimento de canal, ou seja, a distância entre o dreno e a fonte; e T_{ox}, a espessura do dielétrico de porta. Muitas vezes o termo:

$$\frac{\varepsilon_{ox} LW}{T_{ox}}$$

é colocado em relação à capacitância de entrada. Assim:

$$\beta = \frac{\mu s C_{entr}}{L^2} \quad (2)$$

Desenvolveremos nossa análise tendo por base um inversor CMOS simples, cujo esquema é reproduzido novamente na figura 8. Ilustramos os seus pontos de operação para o valor digital 0 e para a entrada no valor digital 1 na figura 9 (a e b) e, finalmente, na figura 10, a função de transferência entrada-saída do inversor CMOS, indicando as tensões de transição V_{tn}, do TECMOS canal N, e V_{tp}, do TECMOS canal P. Posto isso, retornemos ao inversor esquematizado na figura 8, equacionando as correntes dos transistores e de carga e descarga do capacitor C_c[2]. Temos:

$$i_p = i_n + i_c$$

ou

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = i_p - i_n$$

Resolvendo do ponto de vista do tempo, obtemos:

$$t = C_c \int_{V_{cc}}^{v_s} \frac{dv_s}{(i_p - i_n)} \quad (3)$$

Na relação acima, é evidente que, em cada tensão v_s, quanto maior for a corrente de carga ou de descarga do capacitor, menor serão os tempos de transição e de atraso. Isto equivale a dizer que, na condição de mínima transição (por exemplo, na descida do sinal de saída), devemos ter i_n máximo e $i_p = 0$, ou seja, o TECMOS canal P cortado imediatamente — o que significa termos um sinal de entrada em forma de degrau, com transição nula. Igualmente, na subida da tensão de saída, devemos ter i_p máximo e $i_n = 0$, o que significa o TECMOS canal N imediatamente cortado.

Consideremos o tempo de descida quando dispomos de um degrau unitário de 0 a $+V_{cc}$, transição instantânea, aplicado na entrada. Temos:

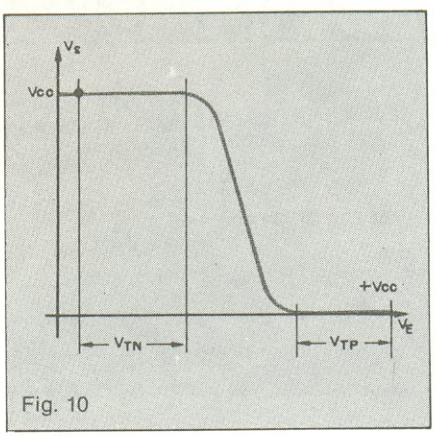


Fig. 10

Função de transferência indicando as tensões de transição V_{tn} (do TECMOS canal N) e V_{tp} (do TECMOS canal P).

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = -i_n \quad \text{e} \quad v_s(0) = +V_{cc}$$

No intervalo $V_{cc} \geq v_s \geq V_{cc} - V_{tn}$ e $V_{pf} = +V_{cc}$, temos a seguinte expressão:

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = -\beta_n \cdot \frac{(V_{cc} - V_{tn})^2}{2}$$

É interessante colocar esta expressão em termos de parâmetros normalizados, definindo-se $\alpha_n = V_{tn}/V_{cc}$ e assim:

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = -\frac{\beta_n V_{cc}^2}{2}(1 - \alpha_n)^2$$

Integrando, obtemos:

$$v_s(t) = V_{cc}\left[1 - \frac{\beta_n V_{cc}}{2C_c}(1 - \alpha_n)^2 t\right] \quad (4)$$

Com a queda da tensão de saída, atingimos o ponto em que $v_s < V_{cc} - V_{tn}$. A partir daí, a equação que descreve a descarga do capacitor C_c é dada por:

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = -\beta_n V_{cc}^2 \left[v'(1 - \alpha_n) - \frac{v'^2}{2}\right]$$

onde definimos a tensão de saída relativa $v' = v_s/V_{cc}$. Com isso a expressão total do tempo de descida da saída pode ser dada por:

$$t_d(v) = t_0 + C_c \int_{1-\alpha_n}^{v'} \frac{d_v}{\beta_n v'[v'(1 - \alpha_n) - v'^2/2]} \quad (5)$$

Onde:

$$t_0 = \frac{2C_c \alpha_n}{\beta_n V_{cc}(1 - \alpha_n)^2}$$

é o tempo de queda da saída de $+V_{cc}$ para $V_{cc} - V_{tn}$. A solução da equação (5) acima resulta em:

$$t_d(v) = \frac{C_c}{\beta_n V_{cc}(1-\alpha_n)^2}\left[2\alpha_n + t_{gh} - 1\left(\frac{1-\alpha_n-v'}{1-\alpha_n}\right)v'_{1-\alpha_n}\right] \quad (6)$$

Na expressão (6) podemos verificar que o tempo de transição se reduz com o aumento de V_{cc}, pois, além de ele ser inversamente propocional a V_{cc}, temos a redução de α_n com V_{cc}. Na prática, há uma redução ainda maior devido à diminuição da capacitância da junção dreno-substrato, resultante do aumento de polarização, o que, por sua vez, provoca a redução de C_c. Definindo ainda $\tau_n = C_c/\beta_n V_{cc}$, e escrevendo a expressão de $v_s(t)$ para $t > t_0$, obtemos:

$$v_s(t) = (V_{cc} - V_{tn})\left[1 - t_{gh}\left(\frac{\beta_n V_{cc}(1-\alpha_n)}{C_c}\right)(t - t_0)\right] \quad (7)$$

para $t > 0$. Para calcularmos o tempo de transição entre 10% e 90% do sinal, vamos reescrever as expressões (4) e

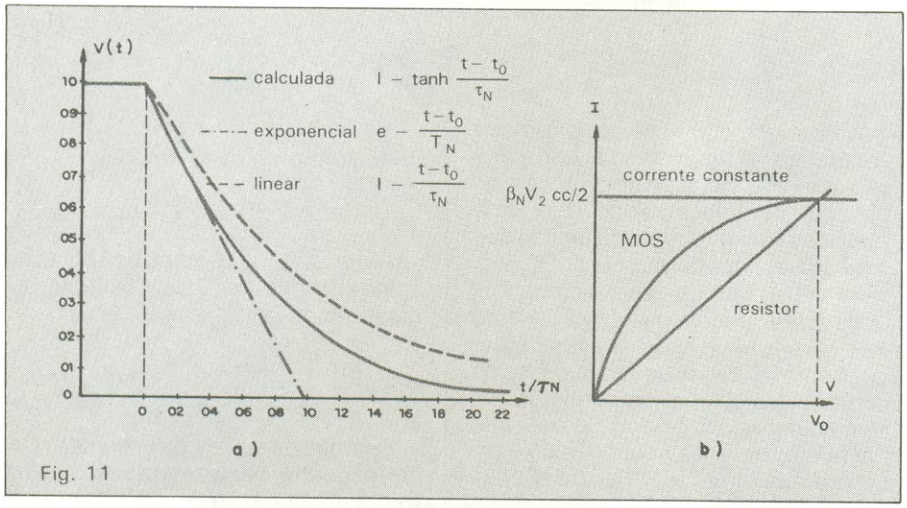


Fig. 11

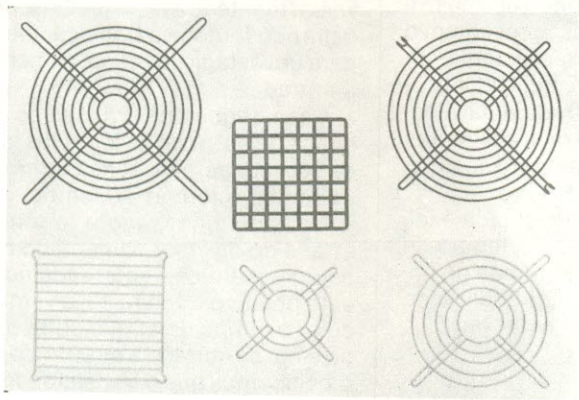
a) Forma de onda do tempo de descida para $V_{tn} = 0$; b) Características V-I comparativas de um resistor, um TECMOS e uma fonte de corrente.

Este é o último dos 9 selos que você deve colecionar para receber a capa do Curso de Telefonia.

TELEFONIA

Basta recortá-lo e fixá-lo no cupom fornecido juntamente com o 1º fascículo.

MICROVENTILADOR GRADES



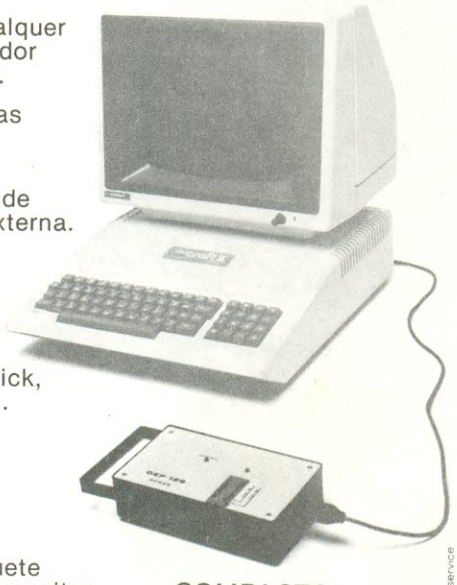
- Obedecem os padrões internacionais de furação e segurança.
- Pintadas ou cromadas.

METALÚRGICA VENTISILVA LTDA.

Fábrica e Loja:
Rua Tobias Barreto, 615 - Mooca - CEP: 03176
Telex: (011) 22132 - São Paulo - SP
Tels.: 292-3943 • 292-8237 • 292-2221
264-8760 • 93-5916 • 92-7972 e 92-7057

GRAVADOR de EPROM GEP-128

- Programador Gravador de EPROMs.
- Opera com qualquer microcomputador padrão APPLE.
- Grava memórias 2716, 2732 2764 e 27128
- Não necessita de alimentação externa.
- Soquete TEXTOOL de 28 pinos.
- Acoplado no conector Joystick, não ocupa slot.
- Baixo Custo.
- Facilidade de operação.
- Acompanha manual e disquete com programa monitor.



COMPACTO
19 x 11 x 5 cm

RIFRAN

Rua Dr. Djalma Pinheiro Franco, 971
Tel.: (011) 562-7433 - Telex 31004 - MIAP BR
Jardim Prudência - 04378 - São Paulo - SP

Faça ou renove já sua assinatura. Nesta mesma edição você pode encontrar um cupom com todas as informações necessárias.

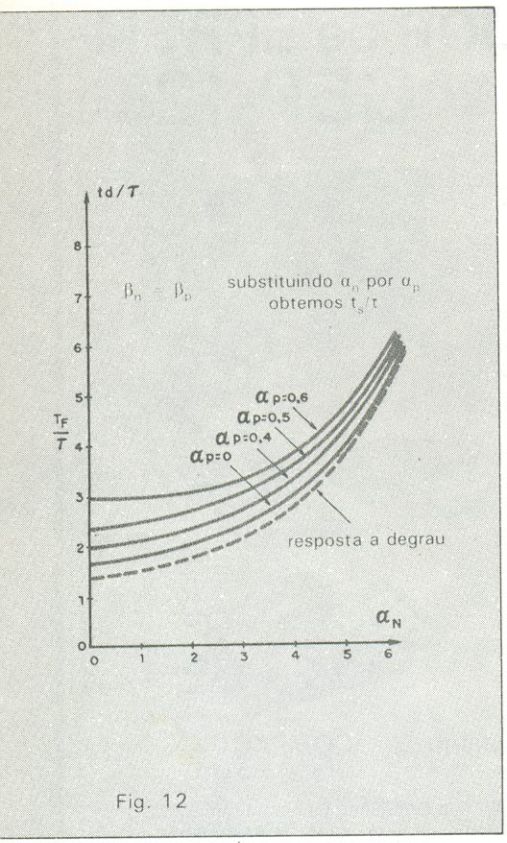


Fig. 12

Tempo de descida em função das tensões normalizadas.

(7) na forma normalizada. Assim procedendo, obtemos:

$$v'(t) = 1 - (1 - \alpha_n)^2 \frac{t}{\tau_n}$$

$$0 \leqslant t \leqslant t_0 \quad \text{e} \quad v' \geqslant 1 - \alpha_n \qquad (8)$$

e

$$v'(t) = (1 - \alpha_n)\left\{1 - t_{gh}\left[\frac{(1 - \alpha_n)(t - t_0)}{\tau_n}\right]\right\}$$

$$t > t_0 \quad \text{e} \quad v' \leqslant 1 - \alpha_n \qquad (9)$$

No caso particular em que $V_{tn} = 0$ temos $\alpha_n = 0$, e assim:

$$v'(t) = 1 - t_{gh}\left(\frac{t - t_0}{\tau_n}\right) \qquad (10)$$

A equação (10) está transformada em gráfico na figura 11a em comparação com uma rampa e uma função exponencial. Verificamos que o tempo de transição é ligeiramente melhor do que o de um resistor de valor $R = 2/\beta_n V_{cc}$, e um pouco pior do que o de uma fonte de corrente com valor $\beta_n V_{cc}^2/2$. Isto é razoável, observando-se a figura 11b, onde apresentamos as capacidades de corrente destes três componentes. Para calcularmos o tempo de descida, basta combinar as equações (8) e (9), considerando $0,1 \leqslant v' \leqslant 0,9$. Desse modo, obtemos:

$$t_d = \tau_n\left[\frac{\alpha_n - 0,1}{(1 - \alpha_n)^2} + \frac{1}{(1 - \alpha_n)}\, t_{gh} - \left(1 - \frac{0,1}{1 - \alpha_n}\right)\right] \qquad (11)$$

O tempo de descida normalizado está no gráfico da figura 12 em função de α_n, tracejado, podendo-se notar que cresce monotonicamente, como função da tensão de transição normalizada α_n. As demais curvas apresentam o tempo de descida para o estágio em teste conectado a um estágio idêntico, com transições de entrada equivalentes às de saída e com os transistores tais que $\beta_n = \beta_p$. Nestas condições, α_p foi adotado como parâmetro.

O cálculo do tempo de subida é feito de forma análoga ao do tempo de descida. Assim, quando temos na entrada um degrau unitário instantâneo de $+V_{cc}$ a 0, podemos escrever:

$$C_c \frac{dv_s}{dt} = i_p \qquad (12)$$

com

$$i_p = \beta_p V_{cc}^2\left[(1 - v')\,(1 - v'_e - \alpha_p) - \left(\frac{1 - v'}{2}\right)^2\right]$$

$$\text{para } v' > v'_e - \alpha_p$$

$$i_p = \frac{\beta_p}{2} V_{cc}^2 (1 - v'_e - \alpha_p)^2$$

$$\text{para } v' \leqslant v'_e - \alpha_p \text{ e } i_p = 0 \text{ para } v'_e \geqslant 1 - \alpha_p$$

Nas relações anteriores, $v'_e = v_e/V_{cc}$; $\alpha_p = -V_{tp}/V_{cc}$ (pois V_{tp} tem valor negativo e α_p é sempre positivo); $\beta_p = \mu_{sp}\varepsilon_{oxp}W_p/L_p$; T_{oxp} é um parâmetro do TECMOS canal P; μ_{sp}, a mobilidade superficial das lacunas; ε_{oxp}, a constante dielétrica do óxido de porta; W_p, a largura do canal; L_p, o comprimento do canal; e T_{oxp}, a espessura do óxido. Resolvendo a equação (12) obtemos:

$$v'(t) = (1 - \alpha_p)^2 \frac{t}{\tau_p} \text{ para } v' < \alpha_p \qquad (13a)$$

e

$$v'(t) = 1 - (1 - \alpha_p)\left[1 - t_{gh}(1 - \alpha_p)\left(\frac{t - t_0}{\tau_p}\right)\right]$$

$$\text{para } v' \geqslant \alpha_p \qquad (13b)$$

onde (como no caso anterior):

$$\tau_p = 2C_c/\beta_p V_{cc} \quad \text{e} \quad t_0 = \tau_p \alpha_p/(1 - \alpha_p)^2$$

Considerando o tempo de subida na saída entre 10% e 90% da excursão lógica, temos $0,1 \leqslant v' \leqslant 0,9$, e assim:

$$t_s = \tau_p\left[\frac{\alpha_p - 0,1}{(1 - \alpha_p)^2} + \frac{1}{1 - \alpha_p} \cdot t_{gh} - 1\left(1 - \frac{0,1}{1 - \alpha_p}\right)\right]$$

O tempo de subida da expressão (14) corresponde basicamente à mesma forma funcional do tempo de descida, tendo a dependência dos mesmos parâmetros, com a única exceção que α_n foi substituído por α_p. Como dissemos, os tempos t_d e t_s calculados valem para transições instantâneas de entrada. Caso isto não ocorra, esses tempos podem ser dados pelo gráfico na figura 12. No caso de t_s, basta permutar, neste gráfico, α_p por α_n e viceversa, mantendo $\beta_p = \beta_n$. Observe que o gráfico fornece a transição de saída para um estágio idêntico, alimentando a entrada.

Caso tenhamos transições muito lentas de entrada, as fórmulas deixam de ser válidas, e os transistores de saída também tornam-se lentos.

Consideremos, agora, o tempo de atraso do inversor alimentado por um estágio idêntico, reportando-nos com este objetivo à figura 13, e vamos calcular o tempo de atraso entre os 10% do sinal de entrada e os 90% do de saída. Sabemos que o transistor de entrada TECMOS canal N começa a conduzir quando ultrapassamos o α_n. Porém, podemos admitir que este transistor conduz maior corrente que o TECMOS canal P quando ultrapassa os 50% do valor do sinal de entrada. Somente então a tensão de saída começa a cair lentamente. Dando-se ainda uma margem de 5% para que a corrente do TECMOS canal P caia com mais rapidez, podemos calcular o tempo que leva para que, a partir dos 10%, sejam atingidos os 55% do valor de excursão,

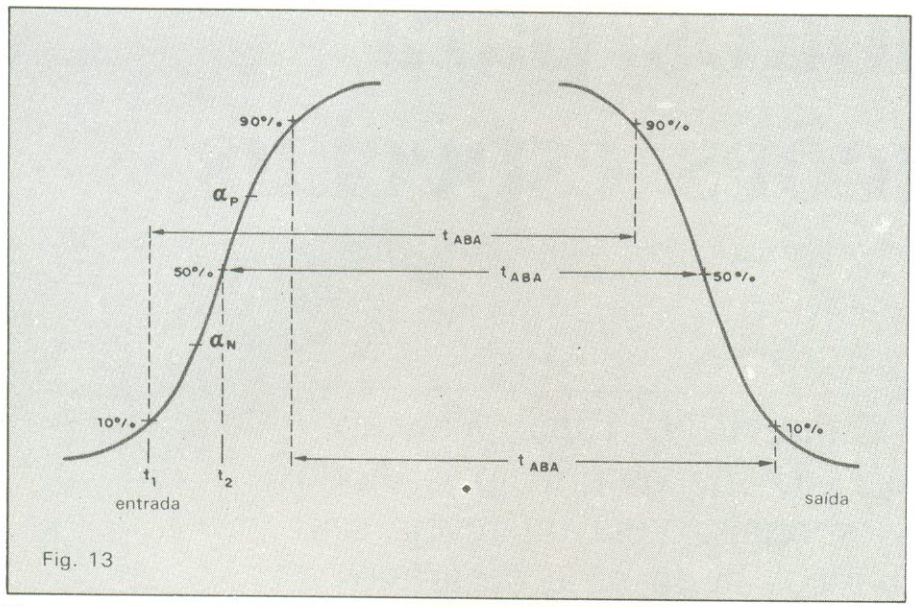


Fig. 13

Tempo de atraso entrada-saída.

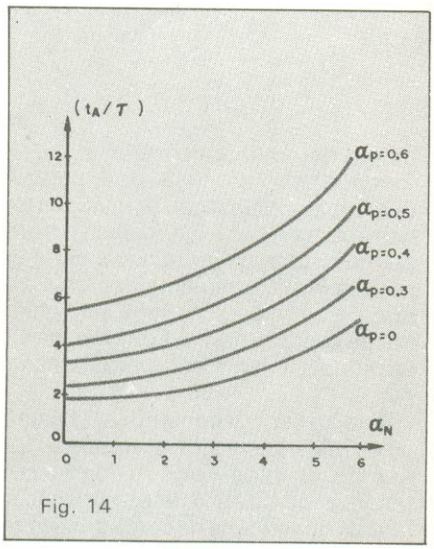


Fig. 14

Atraso de um par de inversores em cascata.

permitindo que a saída comece a cair. Com base na relação (13a), podemos escrever:

$$0,1 = (1 - \alpha_p)^2 \frac{t_1}{\tau_p} \quad \text{e} \quad 0,55 = (1 - \alpha_p)^2 \frac{t_2}{\tau_p}$$

onde α_p e τ_p são parâmetros do TECMOS canal P do estágio. Daí:

$$t_2 - t_1 = 0,45 \frac{\tau_p}{(1 - \alpha_p)^2} \qquad (15)$$

A diferença $t_2 - t_1$ é a principal componente do atraso. Atingindo o valor de 55% da excursão de entrada, a saída começa a diminuir de valor. O tempo que esta saída leva para atingir 90% da excursão é dado pela expressão (8), ou seja:

$$0,9 = 1 - (1 - \alpha_n)^2 \frac{t_3}{\tau_n}$$

onde α_n e τ_n são parâmetros do TECMOS canal N do estágio em estudo. Deste modo, obtemos:

$$t_3 = \frac{0,1\tau_n}{(1 - \alpha_n)^2}$$

Com isso, o tempo de atraso total, t_{ABA} — se admitirmos que este tempo não varia substancialmente com o ponto de excursão em que é medido —, pode ser dado por:

$$t_{ABA} = t_2 - t_1 + t_3$$

ou

$$t_{ABA} = \frac{0,45\tau_p}{(1 - \alpha_p)^2} + \frac{0,1\tau_n}{(1 - \alpha_n)^2} \qquad (16)$$

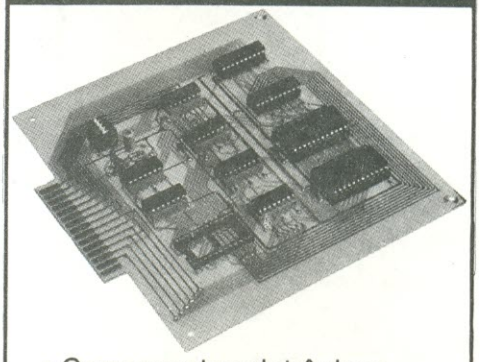
Da mesma forma, podemos calcular o t_{AAB}, que é dado por:

$$t_{AAB} = \frac{0,45\tau_n}{(1 - \alpha_n)^2} + \frac{0,1\tau_p}{(1 - \alpha_p)^2} \qquad (17)$$

Na figura 14 estão os gráficos do comportamento do tempo de atraso de dois estágios inversores em cascata ($t_{ABA} + t_{AAB}$) em função de α_n, tendo α_p como parâmetro. Concluindo nossas considerações teóricas, observamos que os tempos de atraso também diminuem monotonicamente com o aumento de V_{CC}, reduzindo-se, portanto, do mesmo modo que os tempos de subida e de descida, quando o valor de V_{CC} é aumentado.

Na próxima edição da NE, prosseguiremos o nosso estudo sobre os parâmetros dinâmicos da família CMOS.

ANTHERO'S ELETRÔNICA



- Componentes eletrônicos nacionais e importados para as mais variadas utilizações
- Desenvolvimento de placas de circuito impresso de acordo com as necessidades de aplicações e montagens

CONSULTE-NOS
ANTHERO'S ELET. IND. E COM. LTDA
Rua Galileu, 15 - CEP 04632
Telefone 543.3678
Aeroporto - São Paulo

Bibliografia

1) *MM54HC/74HC High-speed Micro CMOS Logic Family Databook* — National Semiconductor Corporation, 1983, pp. 1-3/1-1.

2) *Switching Response of Complementary-Symmetry MOS Transistors Logic Circuits* — J. R. Burns — RCA Review, dezembro/1964, pp. 627-661.

3) *54C/74C Family Characteristics* — T. P. Redfern — Application Note 90 — National Semiconductor, 1981.

4) *AC Characteristics of MM54HC/MM74HC High-speed CMOS* — L. Wakeman — Application Note 317 — National Semiconductor, junho/1983.

Diodos para aplicações especiais

Impatt, Gunn, PIN, Túnel, Varicap, Schottky e LED são os principais diodos para usos especiais. Veja ou reveja seus traços básicos nesta série de artigos

Primeiros componentes semicondutores a surgir, os diodos já foram exaustivamente analisados em muitos artigos de revistas, além dos livros e manuais técnicos. Seu funcionamento básico e aplicações são mais do que conhecidos por qualquer pessoa minimamente familizarizada com a eletrônica. A primeira imagem que nos vem à mente, ao ser mencionado o diodo, é a da retificação dos sinais alternados, em particular nos circuitos das fontes de alimentação. Mas a gama de uso desses semicondutores vai muito além disso, alcançando o espectro de microondas, e a optoeletrônica, entre outros exemplos.

Uma variedade de tipos de diodos foi desenvolvida para fins diferentes, aproveitando propriedades, materiais e estruturas possíveis dentro da mesma concepção inicial — uma junção de duas camadas semicondutoras, P e N. Assim é que temos diodos reguladores de tensão, de capacitância variável, de chaveamento em alta velocidade, de referência de tensão.

Especificamente para o trabalho em altas freqüências, acima de 1 gigahertz, existem vários diodos: Impatt, Gunn, Schottky, PIN e outros. Os primeiros componentes semicondutores para microondas, construídos sobre germânio e silício monocristalinos, destinaram-se ao uso nos circuitos de recepção dos radares, na década de 50. O desenvolvimento futuro aponta para a utilização maior do arsenieto de gálio, material que apresenta vantagens adicionais na operação em freqüências elevadas. A Tabela 1 relaciona os principais dispositivos empregados em microondas, indicando sua matéria-prima básica e funções eletrônicas.

Como nosso objetivo nesta série é passar em revista os diodos para aplicações especiais, vamos percorrer um caminho inverso ao habitual e começar pelos tipos que são menos conhecidos.

Diodo PIN — Muito difundido na área de microondas, esse diodo é utilizado tanto em transmissores como em receptores, nas funções de chaveamento, modulação e demodulação. Oferece velocidade de comutação de até 5 nanossegundos, sob potências da ordem de alguns watts em onda contínua e de quilowatts para sinais pulsados.

A característica do PIN é sua região central intrínseca, como ilustra a figura 1. Daí vem, inclusive, o seu nome: Positivo-Intrínseco-Negativo. Diferentemente do diodo convencional, que é formado pela introdução de impurezas num mesmo substrato semicondutor, nesse dispositivo é intercalada uma região não dopada (intrínseca) entre as seções P e N, altamente dopadas. Na prática, a região I costuma ser ligeiramente positiva, devido à dificuldade em se produzir um material perfeitamente puro.

A faixa central constitui uma camada de resistência alta, que pode se tornar de elevada condutividade sob polarização direta. Nessa situação, a grande quantidade de carga armazenada na região intrínseca faz com que o diodo conduza facilmente. A figura 2 mostra o funcionamento do diodo PIN, de acordo com a polarização que recebe. Sob polarização reversa, ele praticamente não conduz, oferecendo uma alta tensão de ruptura, da ordem de centenas de volts, e atua como um capacitor. Daí porque mesmo nessa condição pode continuar conduzindo sinais de alta freqüência.

Na polarização direta, o dispositivo é o mesmo que uma resistência série de valor muito baixo. A curva da corrente em função da resistência do diodo serve para mostrar que ele se comporta como se fosse uma resistência variável. A resistência e a condutividade

variam linearmente com a tensão CC direta aplicada. O PIN responde bem a baixas correntes e tensões de polarização. A corrente direta apresenta-se entre 0,001 e 100 mA, enquanto a resistência pode ir de 1 Ω a 10 kΩ.

Como resistor controlado pela corrente, o diodo PIN é particularmente interessante no papel de atenuador em linhas de microondas ou em circuitos limitadores.

Diodo Gunn — Esse elemento é utilizado preferencialmente em osciladores de freqüências de até dezenas de gigahertz. O Gunn é considerado a fonte mais simples, econômica e compacta para a geração de microondas, substituindo em parte as válvulas klystron.

Feitos de arsenieto de gálio, esses diodos não podem ser polarizados como os demais. Às vezes, uma polarização inadequada, contrária àquela que foi prevista para sua operação, pode resultar em danificação do dispositivo. Isso se deve à ausência de junção PN propriamente dita. O método de fabricação consiste em fazer crescer uma região N sobre o substrato cristalino. Desse modo, o catodo do Gunn é a região N e o anodo é o substrato.

O efeito Gunn, base do seu funcionamento, refere-se à circulação de zonas de campo elétrico elevado, chamadas de domínios, dentro do semicondutor, quando o dispositivo é convenientemente polarizado. Os domínios são agrupamentos de elétrons que passam do catodo para o anodo, resultando numa série de pulsos de corrente que têm um tempo de trânsito determinado pela largura da cama-

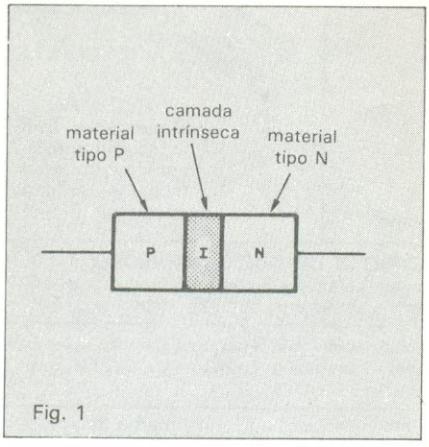


Fig. 1

Diodo PIN: duas camadas dopadas e uma região intrínseca.

Aplicações dos diodos semicondutores para microondas

Tabela 1

Componentes	Varicap	diodo Impatt	diodo Gunn	diodo PIN	diodo Schottky
Material básico	**Si/GaAs**	**Si/GaAs**	**GaAs**	**Si**	**Si/GaAs**
Estágios de potência					
Amplificador		X			
Oscilador		X	X		
Multiplicador de freqüências					
Estágios excitadores					
Chaveamento					
Resistência de RF/Elemento de amortecimento				X	
Modulador					
Limitador				X	
Circuito de sintonia	X			X	
Estágios de recepção					
Pré-amplificador de baixo ruído					X
Misturador					X
Detector					X
Amplificador paramétrico					

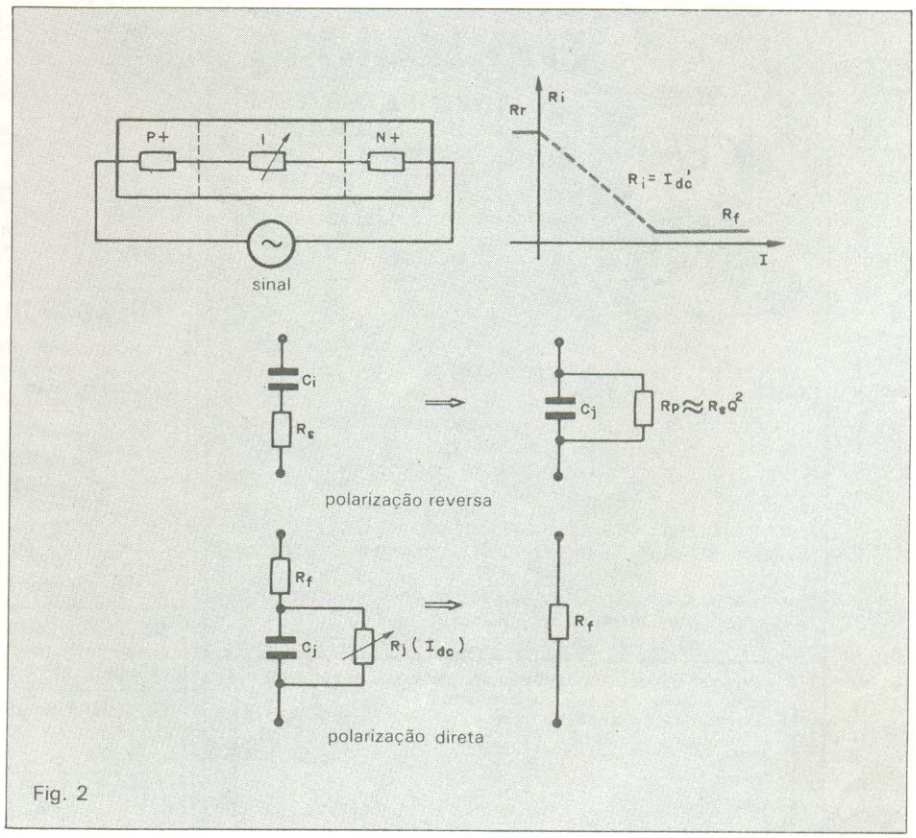


Fig. 2

Circuito equivalente e funcionamento do diodo PIN.

da tipo N. Essa largura, portanto, é responsável direta pela freqüência de oscilação, que se obtém com a ligação do diodo a um circuito ressonante externo.

O valor da tensão aplicada também tem influência sobre o trânsito dos domínios, de maneira que o circuito (ou cavidade mecânica externa) pode ser dimensionado para a sintonia da freqüência de oscilação.

A utilização dos diodos Gunn é muito generalizada nos casos em que se tem pouco espaço disponível, pois são encapsulados em pequenos invólucros cerâmicos ou metálicos. Uma grande vantagem, também, é o fato de necessitarem tensões de apenas 3 a 12 V para funcionar. Existem dispositivos para operação contínua de 5 mW a 0,5 W e para operação pulsada de até 30 W. As faixas de freqüência variam entre 5 e 36 GHz, na maioria dos componentes comerciais.

Diodo Impatt — É o que atinge freqüências mais altas, chegando à casa dos 200 GHz. Superior ao diodo Gunn no desempenho em potência e freqüência, porém, à custa de tensões de operação elevadas, que podem ir acima de 100 V. Como conseqüência, sua aplicação fica restrita aos lugares em que é possível contar com tal nível de alimentação.

A tensão é aplicada de modo reverso, para obter do diodo uma ruptura que resulta numa corrente de avalancha. Essa é a região de trabalho para a qual é projetado. Dessa característica adveio sua denominação: IMPATT — *Impact Avalanche and Transit Time*.

Preferencialmente feito de silício, é formado por quatro camadas (fig. 3). São duas regiões, P e N, fortemente dopadas, uma região N intermediária, com menos impurezas, e uma zona intrínseca. A ruptura ocorre da região P para a N, levemente dopada. Esta última, juntamente com a camada intrínseca, forma a zona de depleção do diodo. A operação na ruptura resulta numa alta dissipação térmica dentro do dispositivo, o que é um fator de limitação para o desempenho e requer o uso de dissipador de calor.

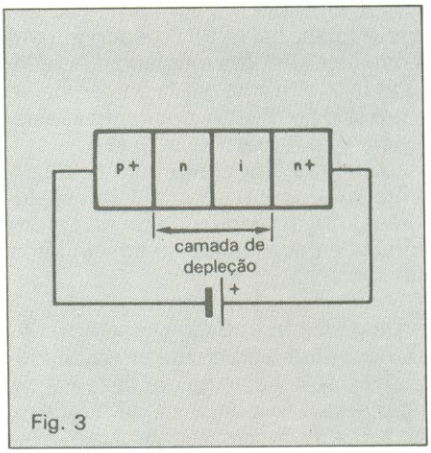


Fig. 3

Estrutura interna e polarização do diodo Impatt.

Os diodos Impatt também devem funcionar em cavidades ressonantes, que agem como circuitos sintonizados para freqüências na faixa de microondas. ●

COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !

NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE! GRÁTIS

NO MAIS COMPLETO CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES VOCÊ VAI APRENDER A MONTAR, PROGRAMAR E OPERAR UM COMPUTADOR.

MAIS DE 160 APOSTILAS LHE ENSINARÃO COMO FUNCIONAM OS, REVOLUCIONÁRIOS CHIPS 8080, 8085, Z80, AS COMPACTAS "MEMÓRIAS" E COMO SÃO PROGRAMADOS OS MODERNOS COMPUTADORES.

VOCÊ RECEBERÁ KITS QUE LHE PERMITIRÃO MONTAR DIVERSOS APARELHOS CULMINANDO COM UM MODERNO MICRO-COMPUTADOR.

- *CONSULTE-NOS SOBRE OS PLANOS DE FINANCIAMENTO DE MICROCOMPUTADORES.*

CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

CEMI – CENTRO DE ESTUDOS DE MICROELETRÔNICA E INFORMÁTICA
Av. Paes de Barros, 411, cj. 26 – Fone (011) 93-0619
Caixa Postal 13.219 – CEP 01000 – São Paulo – SP

Nome .....
Endereço .....
Bairro .....
CEP ..... Cidade ..... Estado .....

NE-106

NOVO

SUGADOR DE SOLDA Patenteado SS-15

- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUCÇÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.

Manual
Mais fácil
do que grampear papel

SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

REGULÁVEL

A 3ª MÃO

Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO
Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloreto de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.
Aos sábados - Centro de S. Paulo
Informações Tel.: 221-1728

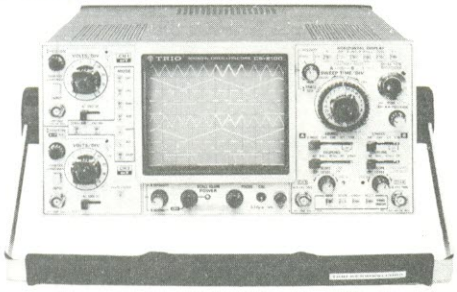
CETEISA — Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743

FILCRES :: INSTRUMENTOS
NOVOS PRODUTOS

OSCILOSCÓPIOS

CS 2150: 150 MHz/4 canais/8 traços

CS2110: 100 MHz/4 canais/8 traços



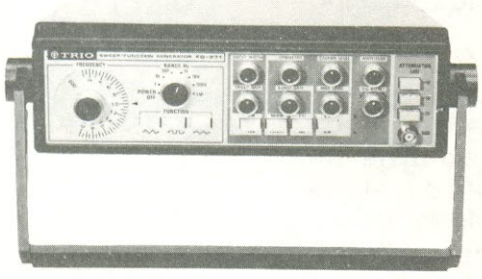
CARACTERÍSTICAS

- SENSIBILIDADE 1 mV à 5V/div
- DELAYED SWEEP, 200 nS à 0,5 seg.
- VARREDURA:
  - BASE A – 20 nS à 0,5 seg. – 23 faixas
  - BASE B – 20 nS à 50 mseg. – 20 faixas
- MODO DE OPERAÇÃO HORIZONTAL: A, A INT B, ALT, B DELAYED, DUAL, X-Y
- MODO DE OPERAÇÃO VERTICAL: CH 1, CH 2, DUAL (ALT/CHOP), QUAD (ALT/CHOP), ADD
- HOLDOFF VARIÁVEL
- DISPOSITIVO BEAM FINDER PARA LOCALIZAÇÃO DOS TRAÇOS
- OPERAÇÃO X-Y
- ENTRADA PARA EIXO Z
- IMPEDÂNCIA DE ENTRADA 1 MOHM/28 pF e 50 OHMS
- TENSÃO DE ACELERAÇÃO 16 KV
- DIMENSÕES 13,8 x 28,4 x 40 cm
- PESO 7,5 kg
- ALIMENTAÇÃO 110/220 VAC

GERADOR DE FUNÇÕES/VARREDURA

FG271

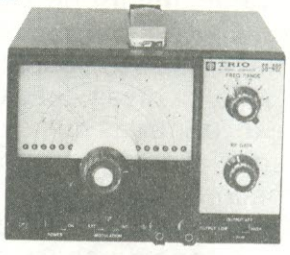
- SAÍDA DE 0,02 Hz à 2 MHz
- FORMAS DE ONDA: SENOIDAL, QUADRADA E TRIANGULAR
- SAÍDA DE ALTA PRECISÃO E BAIXA DISTORÇÃO
- VARREDURA INTERNA LINEAR E LOG.
- SAÍDA EM TREM DE PULSOS
- ALIMENTAÇÃO 110/220V.



GERADOR DE RF

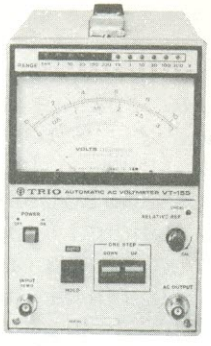
SG402

- FAIXA: 100 MHz à 30 MHz, 6 faixas
- MOD. INTERNA: 400 KHz
- MOD. EXTERNA: 50 Hz à 10 KHz
- VOLT. SAÍDA: 0,1 V.R.M.S.
- PRECISÃO: ± 1,5%
- ALIMENTAÇÃO: 117/230 V.



VOLTÍMETRO ELETRÔNICO AUTOMÁTICO

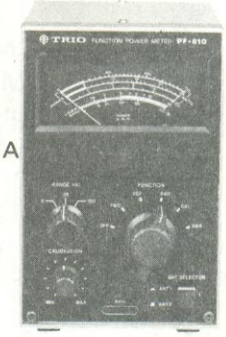
- TENSÃO: 1 mV à 300 V/12 escalas
- FREQUÊNCIA: 10 Hz à 100 KHz
- IMP. ENTR.: 10 MOHM/45 pF
- PROTEÇÃO C/SOBRECARGA
- ALIMENTAÇÃO: 110/220
- PESO: 3,2 kg



MEDIDOR DE POTÊNCIA

PF810

- DETECTA C/EXATIDÃO QUALQUER LINHA INTERMEDIÁRIA DE POTÊNCIA
- FREQUÊNCIA: 1,8 à 200 MHz
- VSWR: 1,9 a 3,5 MHz
- SELETOR P/DOIS TIPOS DE ANTENA



– INSTRUMENTOS COM QUALIDADE TRIO – KENWOOD
– GARANTIA: 1 ANO – ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

FILCRES

José Rubens Palma

Como projetar sistemas digitais (2.ª parte: CMOS)

Dando continuidade à série de projetos com sistemas digitais, vamos fornecer os dados mais importantes sobre os integrados da família CMOS, abordando principalmente suas características elétricas e comparando com as demais famílias — o que pode se tornar bastante útil na tomada de decisões por parte do projetista. Repetimos que nosso objetivo não é propriamente mostrar como se projetam circuitos (veja a 1.ª parte, com os CIs TTL), e sim sugerir a melhor forma de utilizar os CIs digitais, divulgando informações só encontradas em manuais de alguns fabricantes ou acumuladas pelos projetistas ao longo de vários anos de experiência.

Originalmente projetada para aplicações aeroespaciais, essa família tornou-se depois bastante popular, graças às suas vantagens sobre as demais famílias lógicas. Tais vantagens são, basicamente, o custo mais baixo, a baixa dissipação de potência, as boas características de transferência, as entradas que se comportam como circuito aberto, o *fan-out* elevado, o bom desempenho em relação ao ruído e a enorme quantidade de fornecedores. Mas é claro que não pode ser perfeita: sua velocidade é limitada, impedindo ou reduzindo sua utilização em certas aplicações. Essas e outras considerações serão vistas no decorrer da matéria, sempre com o detalhamento adequado.

O transistor CMOS — Não vamos explicar o processo de fabricação de um transistor CMOS, pois é um assunto que ocuparia muito espaço e fugiria aos nossos objetivos. No entanto, uma boa consulta à literatura específica é importante, pois permite avaliar a simplicidade estrutural desse componente. Vamos ver aqui apenas o estritamente necessário ao desenvolvimento da matéria — como as informações reunidas na figura 1, mostrando um transistor MOS canal N, implementado como um inversor que utiliza dois tipos de polarização, com seus circuitos elétricos equivalentes.

Note que tudo se passa como se as entradas estivessem "desligadas" do circuito; além disso, o nível lógico de saída é muito bem definido. Pode-se empregar o mesmo raciocínio para o inversor montado com transistores MOS canal P. Na figura 2 aparece outro inversor, mas agora implementado de forma complementar — isto é, usando um transistor canal P e outro canal N. Essa configuração é a base de toda a tecnologia CMOS (ou MOS complementar). Nesse caso, cada transistor atua como resistor de carga para o outro, como prova o circuito elétrico equivalente representa-

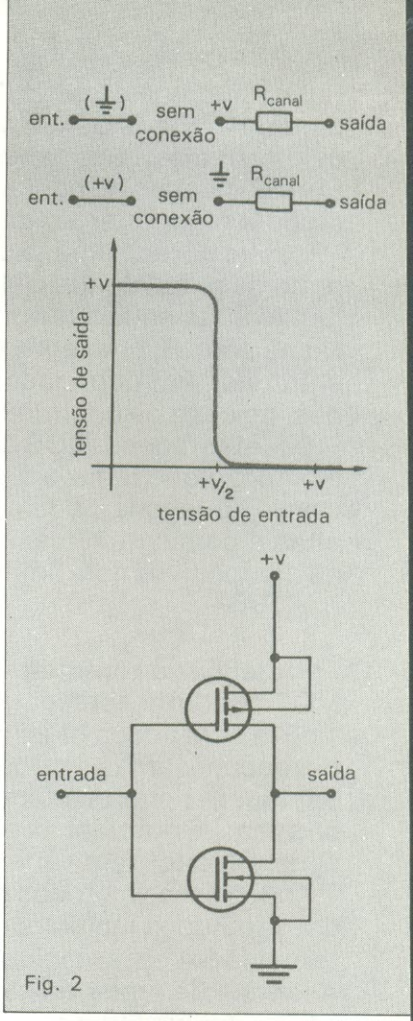
do ao lado. A figura mostra também a função de transferência desse circuito, onde está evidenciado que o limiar de gatilhamento está localizado no ponto + V/2.

Comparando — Devido a um aperfeiçoamento das técnicas de integração em SSI e MSI, foi possível implementar, com os circuitos CMOS, funções lógicas que só eram encontradas nas tecnologias DTL ou TTL. A comparação de várias características de todas as principais famílias (incluindo até mesmo a "falecida" DTL) com a CMOS pode ser apreciada na Tabela 1. Observe que a velocidade da CMOS é comparável à da TTL baixa potência (TTL L) e à da DTL, sendo de 3 a 6 vezes mais lenta quando comparada à da TTL padrão ou *Schottky* de baixa potência (TTL LS). Por outro lado, ela ganha em todos os demais parâmetros, especialmente na potência quiescente ou de repouso, quase nula em comparação com a das outras famílias.

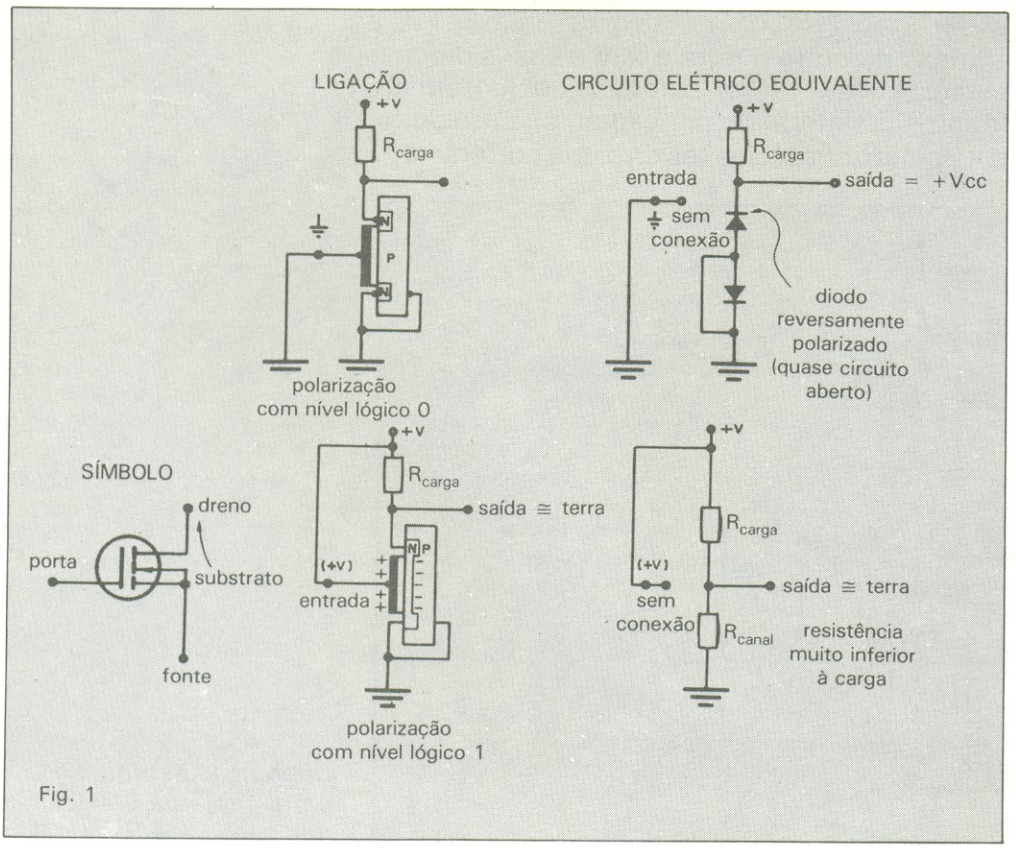
Tipos de portas CMOS — Existem, no comércio, três tipos de circuitos CMOS: convencional ou série A, série B ou *buffer* e série SOS (*silicon on sapphire* ou silício sobre safira). A primeira é mais antiga, facilmente encontrada e barata; a série B, por sua vez, apresenta melhores características estruturais, enquanto a linha SOS é a melhor de todas, mas dificilmente poderá ser encontrada no comércio brasileiro.

As diferenças circuitais entre as séries A e B podem ser observadas na figura 3. Como se vê, as portas da linha B têm na saída um par de inversores — configuração que tende a uniformizar o sinal de saída, igualando ao máximo os tempos de subida e descida, como mostra a figura 4. Além disso, esse ganho adicional melhora o gatilhamento de sinais lentos e reduz drasticamente os tempos de comutação, particularmente em circuitos geradores de pulsos, temporizados por redes RC.

Embora esses *buffers* adicionais da série B sejam responsáveis por um certo retardo a mais na resposta, esses dispositivos são ligeiramente mais



Inversor CMOS e sua função de transferência.



Transistor MOS e seus circuitos equivalentes.

rápidos que os da série A. Assim, a série B costuma ser a melhor opção em quase todos os casos, particularmente em malhas de temporização usando resistores e capacitores, em baixas tensões de alimentação ou altas velocidades de operação. No comércio, seu custo é normalmente igual ou pouco superior ao da série A.

Existe, porém, uma exceção à regra: na série A, pode-se aumentar a corrente de saída de um CI tipo 4001 ou 4002, por exemplo, simplesmente ligando suas entradas em paralelo (veja a fig. 3) — o que não é possível fazer na série B, que tem a corrente de saída limitada (e a saída isolada das entradas). Por outro lado, os dispositivos da série A podem introduzir ruídos, no caso de ocorrerem mudanças lentas de estado em suas entradas.

Os integrados CMOS da linha SOS são construídos sobre um substrato isolado, o que reduz a área da pastilha e a capacitância de interconexão. Como vantagens, podemos citar que operam em freqüências 10 vezes mais altas e consomem menos potência a uma dada velocidade. A variedade de dispositivos está limitada, por enquanto, a alguns contadores e memórias RAM.

Proteções de entrada — A entrada (*gate* ou porta) de qualquer transistor MOS costuma apresentar uma capacitância de valor reduzido (inferior a 1 pF) e com pouca fuga (menos que 10^{-12} A). Essa entrada, na prática, pode receber cargas eletrostáticas elevadas, sofrendo rupturas internas que danificam permanentemente o CI. Os fabricantes, porém, previram esse problema e dotaram as entradas CMOS de redes formadas por resistores-série e diodos, em várias configurações (fig. 5).

Todos esses métodos proporcionam uma proteção eficiente aos integrados quando já incluídos em um circuito. Fora de circuito, é preciso ainda ter cuidado com a manipulação dos componentes — como veremos adiante. As redes de proteção são importantes, sem dúvida, mas introduzem um novo problema: dependendo da utilização, será preciso "proteger" a proteção contra sobrecargas de corrente. De fato, é extremamente importante prever, para qualquer diodo de proteção, um limite de corrente de entrada de 10 mA ou menos.

Idealmente, o sinal de entrada varia entre o terra e + V e esses diodos nunca devem conduzir (veja a fig. 5). No entanto, lembre-se de que, em algumas aplicações (como circuitos de interface, por exemplo), esses diodos chegam a ficar diretamente polarizados. Nesses casos, a corrente de-

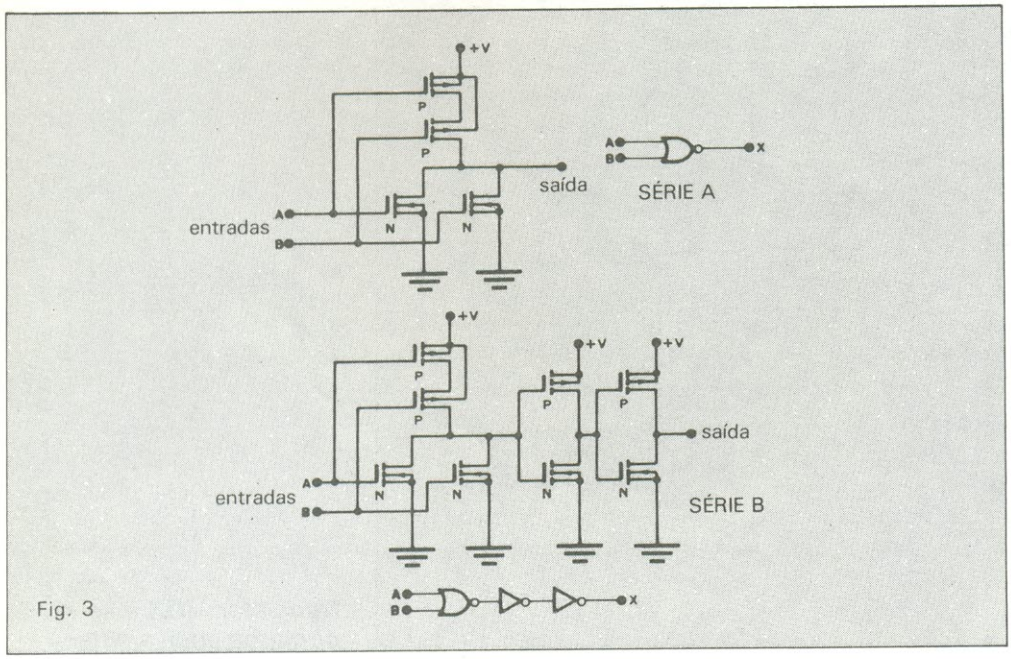


Fig. 3

Diferenças estruturais entre circuitos CMOS das séries A e B.

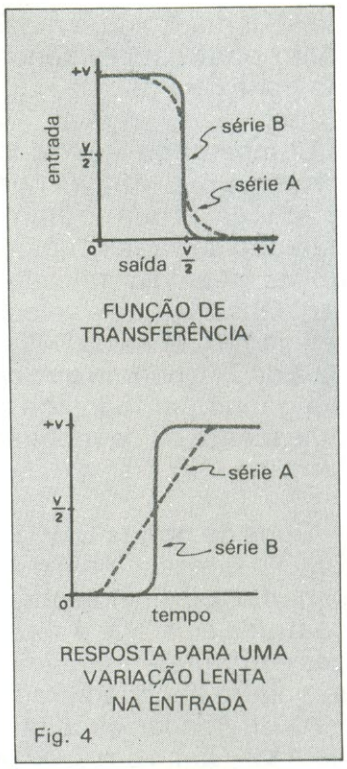


Fig. 4

Diferenças de comportamento entre as séries A e B.

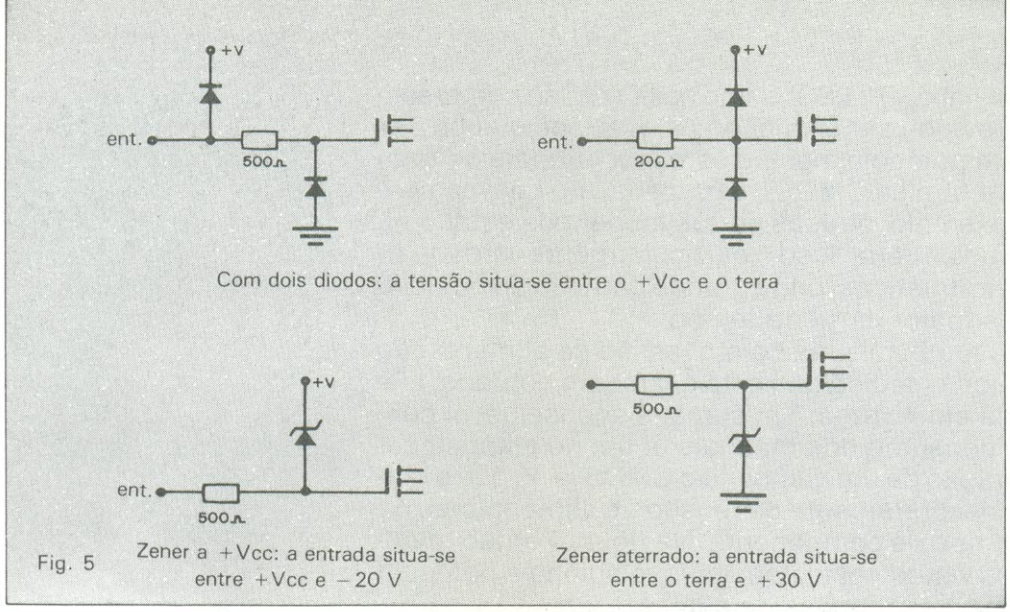


Fig. 5 Zener a +Vcc: a entrada situa-se entre +Vcc e −20 V

Zener aterrado: a entrada situa-se entre o terra e +30 V

Tipos de proteção de entrada utilizados em integrados CMOS.

ve ser limitada — através de um resistor em série, digamos. O mesmo vale para circuitos osciladores, onde os diodos conduzem na operação normal.

Alimentação — Como a CMOS é uma família de baixíssimo consumo, torna-se relativamente simples planejar sua alimentação — em geral, bem mais do que com outras famílias lógicas. A maioria dos dispositivos CMOS trabalha na faixa de 3 a 15 V, aceita algum *ripple* na tensão de alimentação e pode operar com regulação deficiente. Certos dispositivos, normalmente os da série B, chegam a aceitar tensões de 18 V.

Como regra geral, porém, a tensão ótima de trabalho situa-se na faixa de 9 a 12 V — onde se obtêm boa velocidade, boa capacidade de excitação e melhor desempenho com relação ao ruído. Por outro lado, é preciso um cuidado especial quando se escolhe tensões entre 15 e 18 V, principalmente se os CIs vão operar na região linear ou como astáveis, caso em que podem exceder a potência máxima permitida.

Consumo — É importante saber, também, qual o consumo de corrente do circuito CMOS. Isto porque a corrente aumenta de acordo com a freqüência, como ilustra o gráfico da figura 6. E, quando um dispositivo CMOS chega à região de operação entre 2 e 5 MHz, começa a drenar uma corrente equivalente à de uma porta TTL LS. Em contrapartida, quando se utiliza componentes LSI e MSI, a CMOS torna-se cerca de 10 a 100 vezes mais

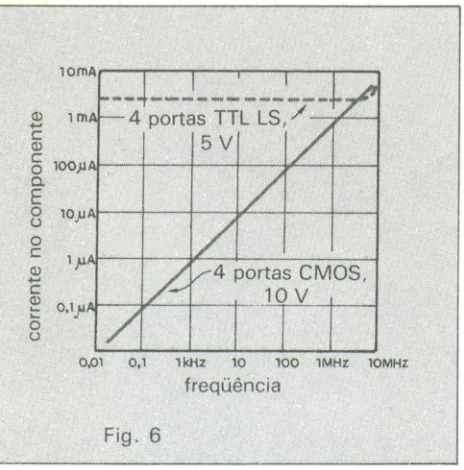


Fig. 6

Variação no consumo de um CI CMOS com a freqüência.

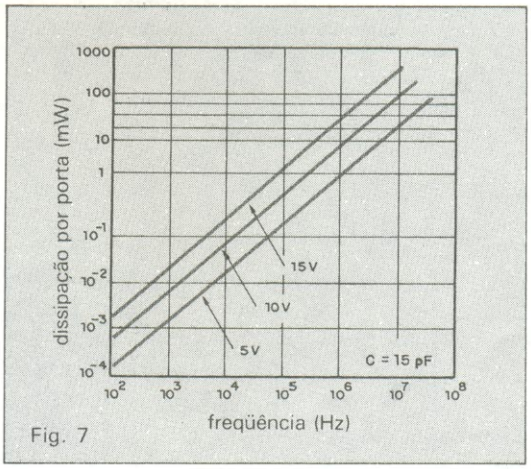


Fig. 7

Todos os parâmetros que influem no consumo de uma porta CMOS.

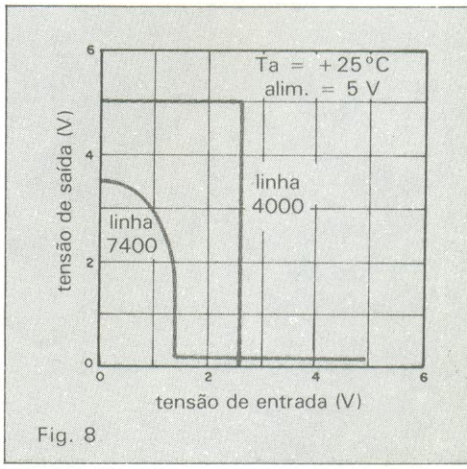


Fig. 8

Funções típicas de transferência das famílias TTL e CMOS.

vantajosa, em potência, que a linha TTL LS, mesmo nessa região compreendida entre 2 e 5 MHz — o que pode ser explicado pelo fato de que os elementos TTL *Schottky* drenam potência mesmo sem a ocorrência de transições de estado, enquanto a família CMOS o faz apenas no chaveamento. Em integrados MSI, por exemplo, poucas portas mudam de estado na mesma razão da freqüência de entrada. Isso é particularmente verdadeiro para contadores e unidades aritméticas, onde grande parte do dispositivo permanece inativa durante a maior parte do tempo.

A corrente de alimentação também varia com a tensão de alimentação — em geral, dobrando de valor à medida que esta é também dobrada, elevando a potência consumida em 4 vezes. Em suma, é aconselhável consultar sempre as curvas de consumo dos manuais, a fim de estabelecer as condições exatas de operação de um dispositivo CMOS — já que a corrente de alimentação depende diretamente da tensão de alimentação, da freqüência de operação e do tipo de componente. Na figura 7 estão reunidos os principais parâmetros vistos neste item, pois relaciona a potência dissipada com a freqüência e três tensões de alimentação.

Portas inativas — Todas as entradas "livres" de um integrado CMOS devem estar conectadas em algum ponto. Caso contrário, uma entrada flutuante que seja pode gerar condições aleatórias do dispositivo — como, por exemplo, manter certo estágio em uma região linear e elevar violentamente a corrente de alimentação. Tal situação ocorre freqüentemente, na prática, quando é preciso usar um inversor e recorre-se a um CI contendo seis deles — como o 4049, digamos. Embora apenas um dos elementos do encapsulamento seja utilizado, por alguma razão a corrente de alimentação chega a atingir uma centena de miliampères — simplesmente porque as cinco portas não utilizadas, com as entradas abertas, ficam polarizadas na região linear.

Modalidades de interfaceamento entre TTL e CMOS.

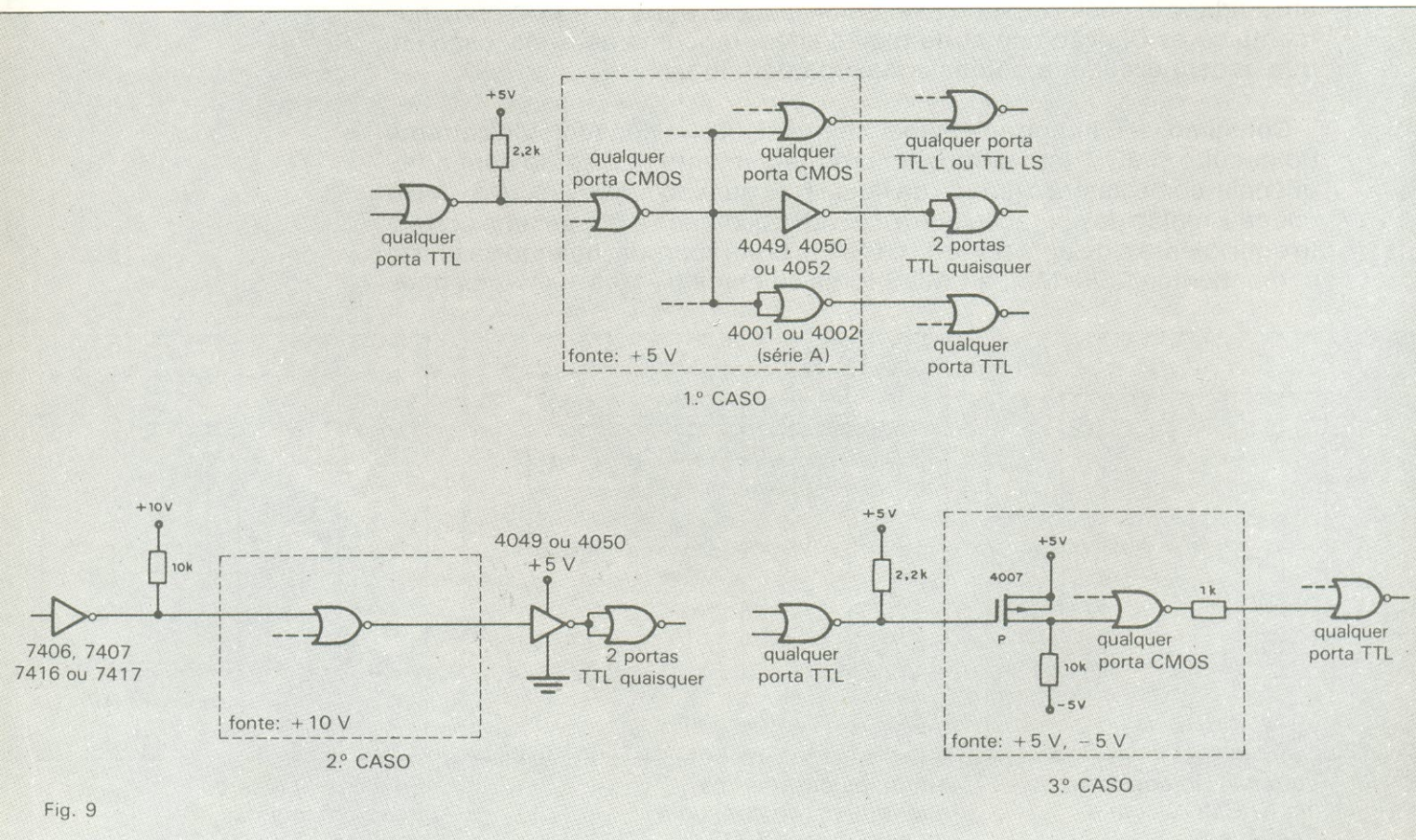


Fig. 9

Percebe-se, dessa forma, a importância de não se deixar entradas em aberto, seja aterrando-as ou ligando-as a + Vcc, para manter o circuito num estado definido e fora da região linear.

Imunidade a ruídos — Esta é uma das características mais citadas e mal compreendidas da família CMOS. Sabe-se, como norma geral, que o nível de transição de uma porta CMOS é aproximadamente 50% da tensão de alimentação e que sua curva de transferência aproxima-se do ideal. Como conseqüência, essa família oferece uma boa imunidade a ruídos (cerca de 45% da tensão de alimentação), se comparada com a TTL; de fato, observando a figura 8, vê-se que a CMOS exibe 1 V a mais de imunidade a ruídos.

Além disso, a tensão de saída e o nível de transição são simétricos em relação à alimentação — ou seja, a imunidade é praticamente a mesma nos dois níveis lógicos. Portanto, os componentes CMOS podem tolerar picos e ruídos de até 1 V nas linhas de terra ou + Vcc, considerando uma alimentação de apenas 5 V. Graças a tais características, a CMOS é muito utilizada no projeto de equipamentos industriais de controle, que operam em ambientes eletromagneticamente "poluídos".

Por outro lado, essa família apresenta limitações com outro tipo de ruído. Isto porque a impedância de entrada dos elementos CMOS é entre 10 e 100 vezes superior à dos TTL. Desse modo, as interconexões entre saídas e entradas são praticamente "mortas", isto é, sem transferência de corrente — o que as torna muito suscetíveis a ruídos acoplados capacitivamente, que são causados por transientes de alta tensão. No que se refere a essa capacitância, a margem de ruído da família CMOS é cerca de seis vezes menor que a da TTL. É recomendável, assim, conhecer de antemão o ambiente em que o circuito deverá operar, antes de optar por essa família.

Interface com TTL — A figura 9 reúne três casos típicos de interfaceamento entre componentes CMOS e TTL. Vejamos cada um deles separadamente:

1.º caso — Mesma alimentação, em + 5 V. Exige um resistor elevador (*pull-up*). Observe que o 4001 tem as entradas interligadas, para aumentar sua capacidade de corrente.

2.º caso — Alimentação diferente (+ 5 e + 10 V). Uso de coletor aberto, com *pull-up* ligado à alimentação do CMOS. Para o retorno ao TTL, usa-se um inversor do tipo 4049, ligado em + 5 V. É preciso cuidado com a proteção de entrada, nesses casos.

3.º caso — Alimentação simétrica no CMOS (+ 5 e − 5 V). Usa-se um transistor MOS canal P, do tipo 4007, e um resistor limitador na saída.

Resumindo... — Juntamos, nesta última parte, várias regrinhas e informações básicas, bastante práticas, selecionadas entre as já vistas mais detalhadamente ao longo da matéria, e outras que serão apresentadas rapidamente:

— Todas as entradas que não estejam em uso devem ser ligadas a + Vcc ou à terra.

— "Proteja" a proteção; verifique o circuito de entrada e observe as condições de polarização dos diodos. Limite a corrente sobre eles em 10 mA ou menos.

— Devido à baixa corrente drenada pelos dispositivos, a necessidade de capacitores de desacoplamento diminui sensivelmente; exige, assim, poucos capacitores distribuídos, ao contrário da família TTL.

— Use *clocks* com tempos breves de subida e descida — de preferência, inferiores a 5 μs. De outro modo, podem ocorrer falhas de operação nos dispositivos, gerando oscilações ou gatilhamentos múltiplos. No caso de sistemas lentos, deve-se fazer uma análise apurada das piores condições de atraso, levando em conta a temperatura, a tensão de alimentação e a

capacitância de carga. Diversos biestáveis requerem tratamento adequado de tempo de *clock*, ao contrário dos TTL, que não apresentam esse problema.

— O *fan-out* é completamente ilimitado, sendo restrito apenas por atrasos e considerações sobre o tempo de subida (devido à capacitância vista pela saída). Veja o conceito de *fan-out* na primeira parte desta matéria, onde ele é aplicado aos circuitos TTL.

— Inexistem, praticamente, os problemas de aquecimento; atenção, apenas, com freqüências muito elevadas e alimentação superior a 10 V.

— *Compatibilidade* — Ao contrário da família TTL, que é produzida com as mesmas características elétricas por todos os fabricantes, a CMOS, embora padronizada em sua numeração, apresenta grandes variações na capacidade de saída e velocidade de operação, de um fabricante para outro. Algumas vezes, até as funções são diferentes e incompatíveis — como os pares CD4028A/MC14028 e MC14585/MM74C85, por exemplo —, com o que deve-se ter muito cuidado.

— *Manipulação* — Os elementos CMOS estão sujeitos à destruição por cargas eletrostáticas, quando fora dos circuitos, mesmo considerando as proteções incluídas no encapsulamento. Para minimizar esse perigo, eles devem ser estocados em invólucros metálicos ou de plástico condutor, manipulados em ambientes com umidade relativa elevada e manuseados apenas por operadores e ferramentas aterradas.

— *As famílias 74C e 74HC* — Normalmente incluídas em manuais de CMOS, os componentes dessas duas famílias são compatíveis pino a pino e função por função com os da linha TTL. Além disso, suas entradas e saídas são totalmente compatíveis com os níveis TTL, dispensando esquemas especiais de interfaceamento com essa família. Internamente, porém, atuam como dispositivos CMOS, com todas as vantagens inerentes a eles. A diferença entre as duas linhas está no "H", que significa "alta velocidade".

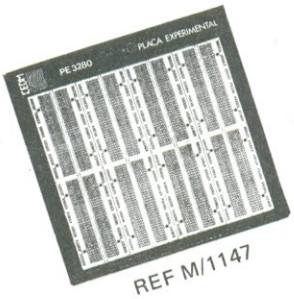
Comparação da CMOS com as outras famílias lógicas

Tabela 1

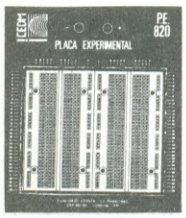
parâmetro	TTL padrão	TTL L	DTL	TTL LS	CMOS fonte 5 V	CMOS fonte 10 V
tempo de propagação por porta (ns)	10	33	30	5	40	20
freqüência de mudança dos biestáveis (MHz)	35	3	5	45	8	16
potência quiescente por porta	10 mW	1 mW	8,5 mW	2 mW	10 nW	10 nW
imunidade a ruídos (V)	1	1	1	0,8	2	4
fan-out	10	10	8	20	50*	50*

*veja texto

DESCUBRA AS VANTAGENS DOS PRODUTOS CEDM



REF M/1147



REF M/1144

MONITOR DE VÍDEO VERDE CEDM 12"

REF M/1140 - Para CP 300 e compat. TKS 80 . . . Cr$ *1.580.000*
REF M/1141 - Para TK 83 e 85 . . . . . Cr$ *1.580.000*
REF M/1142 - Para TK 2000 - Unitron ApII - Microengenho CCE exato (compatíveis Apple) . . . . . Cr$ *1.580.000*

CABO DE RF

REF M/1152 - Com tomada Philips . . . . . Cr$ *26.200*
REF M/1153 - Com tomada Comum . . . . . Cr$ *29.000*

FONTE + 5V/1A

REF M/1164 - Montada . . . . . Cr$ *296.000*
REF M/1165 - Kit com caixa . . . . . Cr$ *230.000*
REF M/1166 - Kit sem caixa . . . . . Cr$ *159.500*

PLACA EXPERIMENTAL

REF M/1143 - Com 410 pontos (PE 410) . . . . . Cr$ *240.000*
REF M/1144 - Com 820 pontos (PE 820) . . . . . Cr$ *410.000*
REF M/1145 - Com 1.650 pontos (PE 1.650) . . . Cr$ *595.000*
REF M/1146 - Com 2.460 pontos (PE 2.460) . . . . Cr$ *765.000*
REF M/1147 - Com 3.280 pontos (PE 3.280) . . . . Cr$ *1.050.000*
REF M/1148 - Laboratório experimental . . . . . Cr$ *950.000*

CABO DE GRAVADOR

REF M/1154 - Para CP-400 - 500 - 300 e TK 2000 . Cr$ *33.260*
REF M/1155 - Para TK 85 e 83 c/ 2 cabos EAR/MIC Cr$ *19.250*

FONTE REGULADA DE 0-30 V/3A

REF M/1156 - Com voltimetro digital . . . . . Cr$ *1.200.000*
REF M/1157 - Com voltimetro analógico . . . . . Cr$ *1.050.000*

FONTE SIMÉTRICA + 15 - 15V/1A

REF M/1158 - Montada . . . . . Cr$ *492.000*
REF M/1159 - Kit com caixa . . . . . Cr$ *380.000*
REF M/1160 - Kit sem caixa . . . . . Cr$ *290.000*

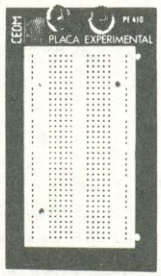
FONTE SIMÉTRICA + 12 - 12V/1A

REF M/1161 - Montada . . . . . Cr$ *492.000*
REF M/1162 - Kit com caixa . . . . . Cr$ *380.000*
REF M/1163 - Kit sem caixa . . . . . Cr$ *290.000*

DESMAGNETIZADOR DE FITA E DISKETE

REF M/1151 - . . . . . Cr$ *105.000*

REF M/1143

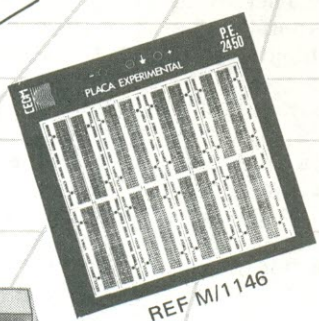


REF M/1158
REF M/1159
REF M/1160

REF M/1156
REF M/1157

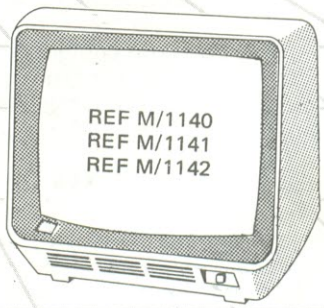
REF M/1164
REF M/1165
REF M/1166

REF M/1161
REF M/1162
REF M/1163



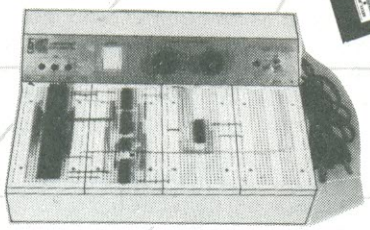
REF M/1146

REF M/1151

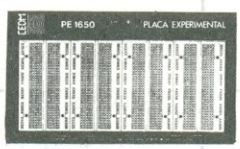


REF M/1140
REF M/1141
REF M/1142

REF M/1152
REF M/1153



REF M/1148



REF M/1145

CEDM — COMÉRCIO E INDÚSTRIA ELETRÔNICA LTDA.
AV.ª HIGIENÓPOLIS, 436 — C. POSTAL 1642 — FONE (0432) 23-9674
CEP 86100 — LONDRINA - PR.

NE-106

Nome _____

CGC ou CPF Nº _____ ICM _____

Endereço _____

Nº _____ Fone _____ Bairro _____

CEP _____ Cidade _____ Estado _____

NOME DO PRODUTO	REF.	PREÇO UNIT.	QUANT.	TOTAL POR PRODUTO
PREÇO VÁLIDO POR TEMPO LIMITADO		VALOR TOTAL A PAGAR		

AS DESPESAS DE REEMBOLSO OU FRETE É POR CONTA DO CLIENTE

CEDM

"ATUALIZE-SE COM O FUTURO!"

Detector de proximidade para metais

Ideal para aplicações domésticas e industriais, este circuito permite várias opções para detecção de metais, ferrosos ou não

Os circuitos detectores de metais sempre foram muito requisitados, especialmente em sua versão mais corriqueira: a dos localizadores de moedas ou valores enterrados, geralmente a profundidades razoáveis. Tais circuitos, além de exigirem bobinas de grandes dimensões, prometem demais e pouco fazem. Em aplicações mais "sérias", porém, eles podem ser de grande utilidade — como, por exemplo, na localização de canos ou eletrodutos metálicos em paredes, como sensores de proximidade, na contagem de peças, ou ainda como captadores magnéticos, para amostragem de velocidade ou posição em motores elétricos (através de um disco dentado, acoplado ao eixo do motor).

Nosso circuito foi projetado, originalmente, visando os casos em que se deseja perceber a presença de objetos metálicos a pequenas distâncias, já que foi prevista uma resposta audível, através de um pequeno alto-falante. Dessa forma, ele é um detector pronto para localizar peças ou estruturas metálicas embutidas em meios não metálicos — caso típico dos encanamentos e eletrodutos.

A indicação sonora foi preferida à visual por se adaptar melhor, nesse caso específico, à sensibilidade humana. Se usássemos uma sinalização luminosa (através de um LED, digamos), seria difícil perceber leves variações na resposta, especialmente em ambientes muito iluminados; além disso, devido às características do circuito, seria preciso efetuar ajustes antes de utilizá-lo. Por outro lado, a indicação audível permite perceber as mais sutis variações na detecção, elevando consideravelmente a sensibilidade do sistema circuito-operador; e poderá ser utilizado mesmo em ambientes barulhentos, se o alto-falante for substituído por um fone de ouvido.

Apesar de ser um detector "pronto" para essas aplicações, ele pode ser facilmente modificado para exercer outras funções. No final deste artigo fornecemos algumas dicas de como transformá-lo em um detector digital, isto é, para fornecer respostas bruscas e não graduais.

Operação — O circuito é bastante simples e fácil de entender. Observe o diagrama de blocos da figura 1, que mostra o detector de forma simplificada. Temos, inicialmente, a bobina captadora, que faz parte de um oscilador tipo Colpitts. Em seguida, vem um detector de pico, que recebe o nível CA do oscilador e entrega um nível CC — o qual, depois de amplificado, vai controlar a freqüência de um VCO (oscilador controlado por tensão). Tudo gira em torno da variação no fator de qualidade (Q) da bobina, que altera a amplitude do sinal produzido pelo oscilador, que por sua vez provoca variações na freqüência de saída do circuito — percebidas no alto-falante sob a forma de alterações no tom audível.

O circuito completo pode ser visto na figura 2. Percebe-se de imediato a rede do oscilador Colpitts, calculada para operar em torno dos 100 kHz. Como elemento ativo, foi aproveitado um dos transistores MOSFET internos do integrado 4007, que é um CI formado apenas por esses componentes. Pode-se deduzir que o funcionamento do detector baseia-se no efeito da variação da amplitude do sinal, na saída do oscilador interno. Como dissemos, essa variação é causada pela redução do fator de qualidade da bobina, na presença de metal — que, embora possua uma relutância próxima à do ar, "rouba" energia do campo magnético produzido por ela.

Esse sinal alternado exibe uma amplitude pico a pico de aproximadamente duas vezes a tensão de alimentação, devido à estrutura desse tipo de osci-

lador. Aplicado ao detector de pico formado por D1, D2 e C6, é convertido em um sinal CC de nível correspondente e entregue ao divisor de tensão composto por R4 e R5 — onde é adequado à faixa linear de operação do amplificador operacional (CI2). A malha resistiva de R7, R8 e R10 providencia a compensação de *offset* do 741, implementado para exibir um ganho de 12.

Note que, como o operacional é alimentado por uma fonte simples, a extensão do sinal de saída situa-se dentro da faixa de saturação do amplificador ($0{,}9\,V_{cc} > V > 0{,}1\,V_{cc}$). Esse último sinal é filtrado por R11 e C7, para depois ser aplicado ao pino 5 de CI3 — a entrada do controle de freqüência do 555, na modalidade astável. Esse integrado produz um tom de aproximadamente 1 kHz, considerado o ideal para o ouvido, em pequenos alarmes.

Como todos devem ter percebido, foram incluídos nada menos que dois filtros RC no detector — R11/C7 e R15/C9 — a fim de prevenir os efeitos negativos do ruído, nesse tipo de montagem. Parte desse ruído provém do próprio 555 e do alto-falante, que comutam uma parcela de corrente da fonte — o que provoca perturbações na alimen-

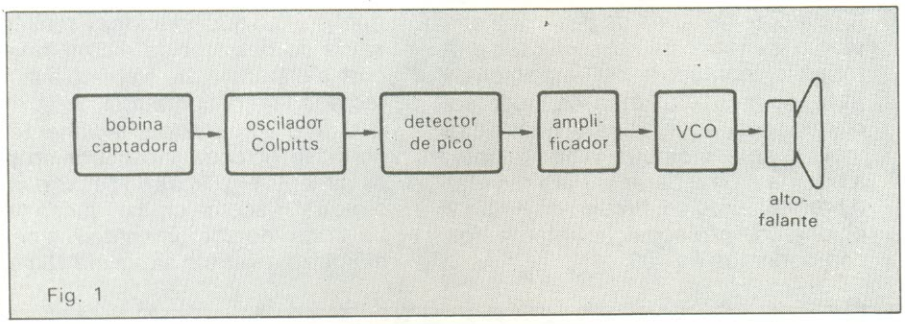


Fig. 1

Diagrama de blocos básico do detector de proximidade.

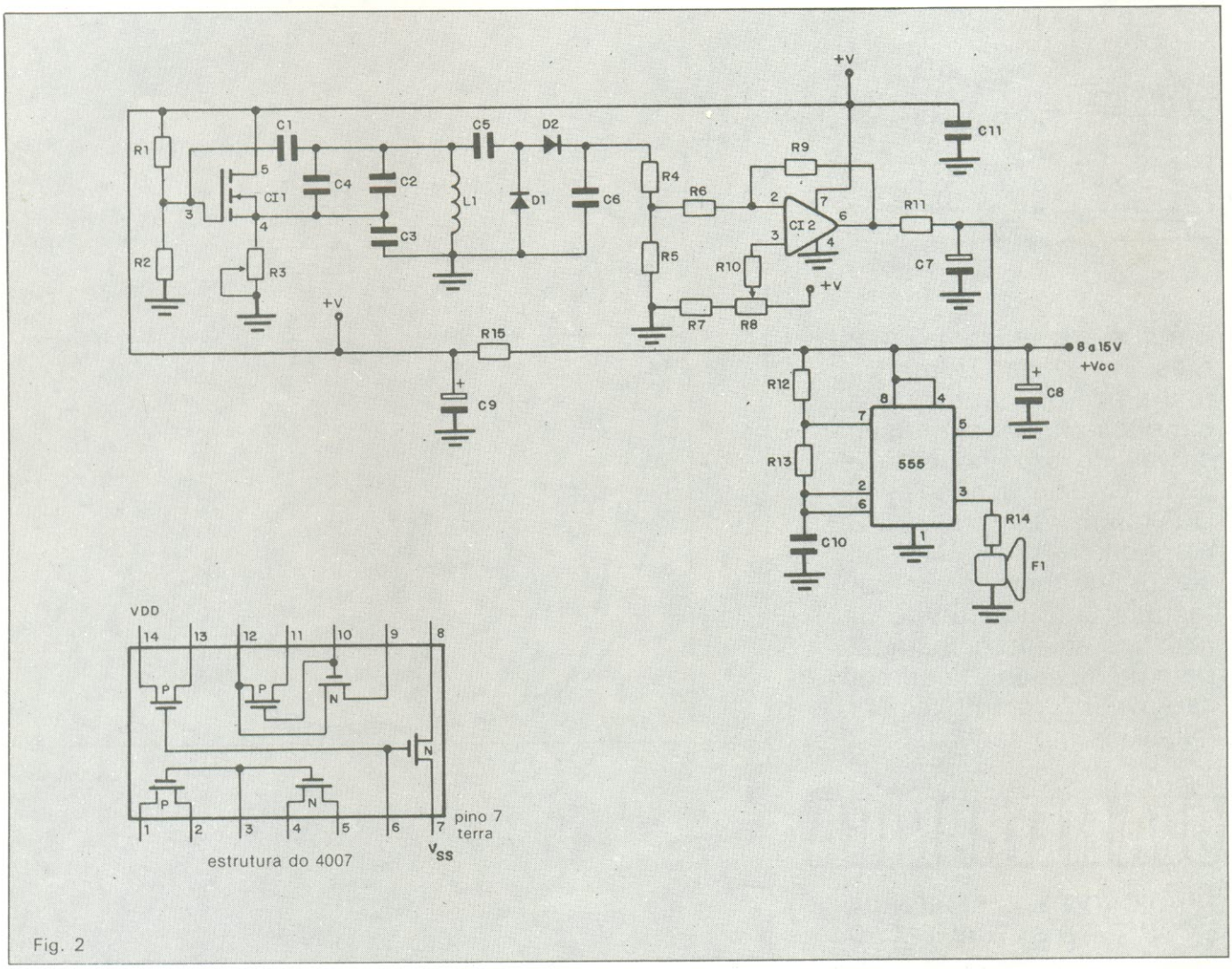
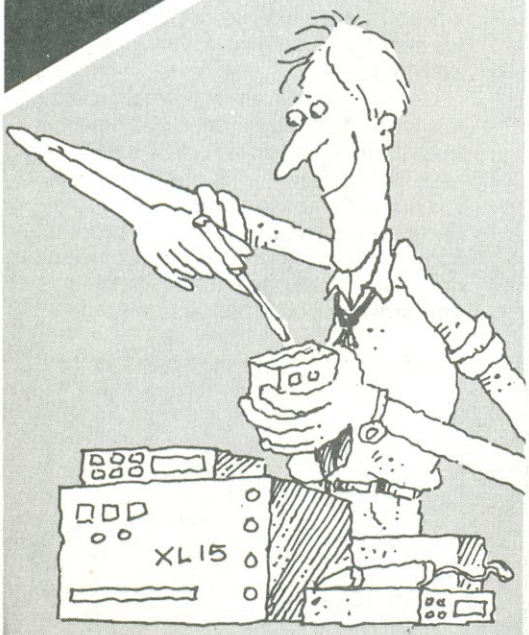


Fig. 2

Esquema completo do detector e distribuição interna do integrado 4007.

MONTAGENS INÉDITAS!



É o que você encontra todo mês em **Nova Eletrônica**. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRONICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA
E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

tação e, por tabela, em todo o circuito. Assim, uma forma de minimizar esse problema foi a adoção desses filtros. Mas o circuito pode ser ainda mais otimizado, se o montador optar pelo uso de fones, em lugar do falante; basta elevar convenientemente o valor de R14 (resistor limitador na saída de CI3), reduzindo o nível de saída e também o consumo — o que, além de tudo, representa uma boa economia.

Montagem — Devido às várias aplicações do detector, deixamos aos montadores a tarefa de desenvolver a placa de circuito impresso. Nosso protótipo foi montado sobre uma placa de fibra, de grandes dimensões, confeccionada apenas para fins de teste e que inclui o potenciômetro, o alto-falante, a bobina e uma bateria. Para facilitar o projeto, junto ao circuito da figura 2 colocamos a disposição interna dos componentes do 400.

A bobina adotada deve ter cerca de 20 mH de indutância e núcleo de ferrite. Em nossa bancada testamos três formatos diferentes de núcleo e concluímos que o melhor deles, para o detector, é justamente aquele em forma de barra, usado como antena interna em receptores de rádio. De certa forma, esse resultado já era esperado, devido à geometria desse núcleo — que favorece o fechamento das linhas de campo por um percurso mais periférico. Na figura 3 estão reunidas as curvas de sensibilidade dos 3 núcleos ensaiados, num gráfico que relaciona a tensão na saída do detector de pico (em volts) com a distância até o objeto a ser detectado (em centímetros).

O ferrite sugerido é facilmente encontrável no comércio eletrônico, principalmente em casas de peças para rádio e TV. Escolha uma pequena peça, de 11 cm de comprimento e 1 cm de diâmetro, e enrole sobre ela 150 espi-

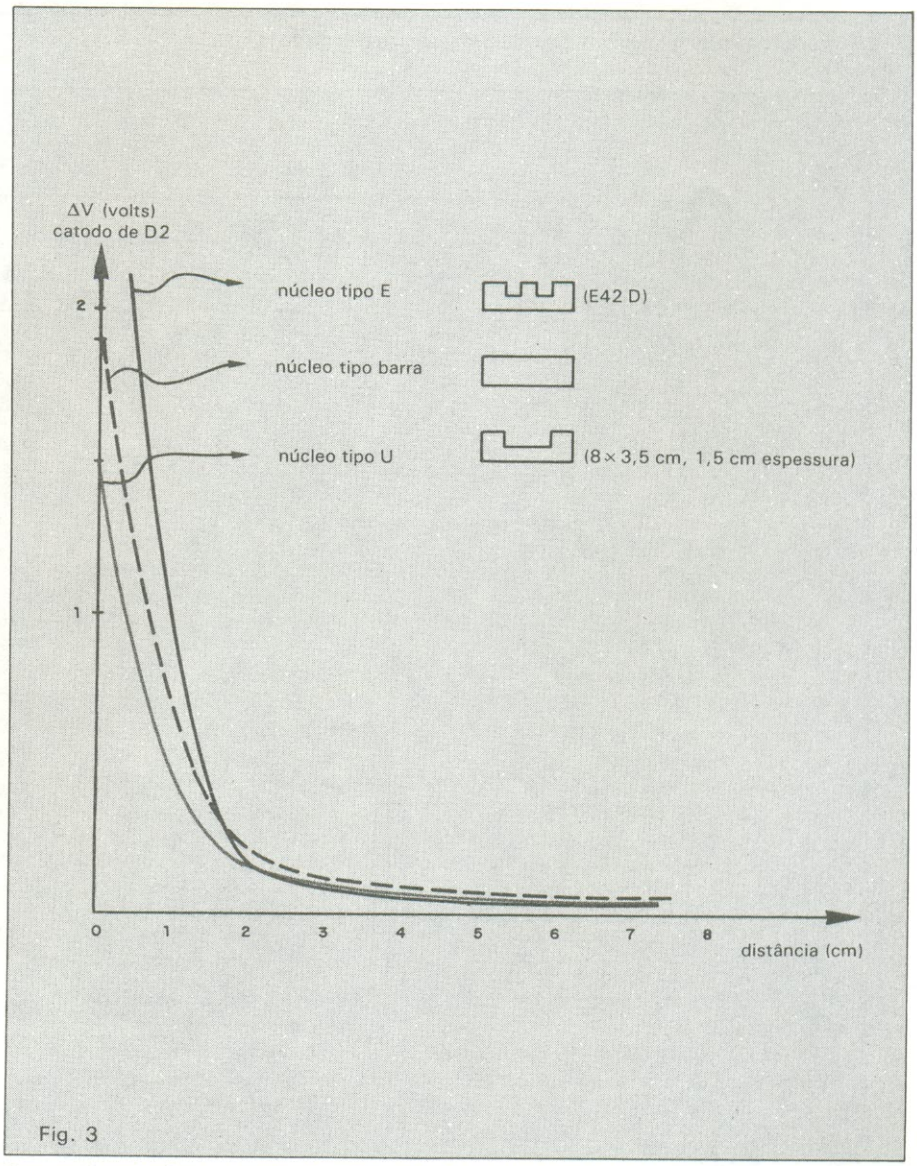


Fig. 3

Curvas levantadas a partir de experiências práticas com três núcleos diferentes.

ras juntas, de fio esmaltado, com uma bitola aproximada de 0,3 mm. O fio pode ser mantido no lugar com fita isolante ou pingos de lacre, e a bobina, depois de pronta, fixada à placa por meio de elásticos ou cintas plásticas.

Calibração e testes — Para calibrar o circuito, é preciso obedecer a esta seqüência:

— Primeiramente, alimentar o circuito, através de uma fonte ou bateria de 9 V, e ajustar R3 de modo a obter o máximo sinal no catodo de D2. Na falta de um osciloscópio, esse nível pode ser controlado através de um multímetro (na escala de volts CC); em qualquer caso, porém, a medida deve ser feita sem nenhum objeto metálico próximo à bobina. Feito o ajuste, pode-se até lacrar esse trimpot, pois não será mais necessário utilizá-lo.

— Ajusta-se então R8, que é um potenciômetro e foi incluído para aumentar a flexibilidade do circuito em sua utilização. Nessa operação pode-se usar um voltímetro ou o próprio ouvido.

Deve-se começar procurando o ponto em que esse potenciômetro faz variar o sinal de saída do operacional; se o teste estiver sendo feito de ouvido, será fácil perceber uma brusca variação no tom audível. Depois, com o auxílio de alguma peça metálica, basta ajustar a sensibilidade do circuito, de acordo com a distância e com as características auditivas do operador.

De nossa parte, efetuamos testes de bancada e de campo com o protótipo do detector, e obtivemos resultados bastante satisfatórios. Nos ensaios de bancada empregamos peças de aço e alumínio, dos mais variados formatos e dimensões, desde chapas até extratores de grampos — e o circuito reagiu, invariavelmente, a todos eles. Nos testes mais realistas, varremos com ele algumas paredes, distantes de grandes estruturas metálicas, porém nas proximidades de tomadas e interruptores elétricos — e novamente o detector acusou variações bem perceptíveis. Note que esses testes foram efetuados sempre com alto-falante; prevemos que, com fones de ouvido, o desempenho deverá ser ainda melhor.

Uso industrial — Para converter o detector audível em um *pick-up* magnético, com saída digital, basta eliminar todos os estágios do circuito a partir da conexão D2/C6 e, em seu lugar, incluir a montagem representada na figura 4. Para isso, aproveitam-se outros três transistores internos do próprio 4007 e mais alguns componentes passivos, formando um disparador Schmitt. Desse modo, a saída do circuito será digital, ficando normalmente em "1" e só indo para "0" ao detectar algum objeto metálico suficientemente próximo.

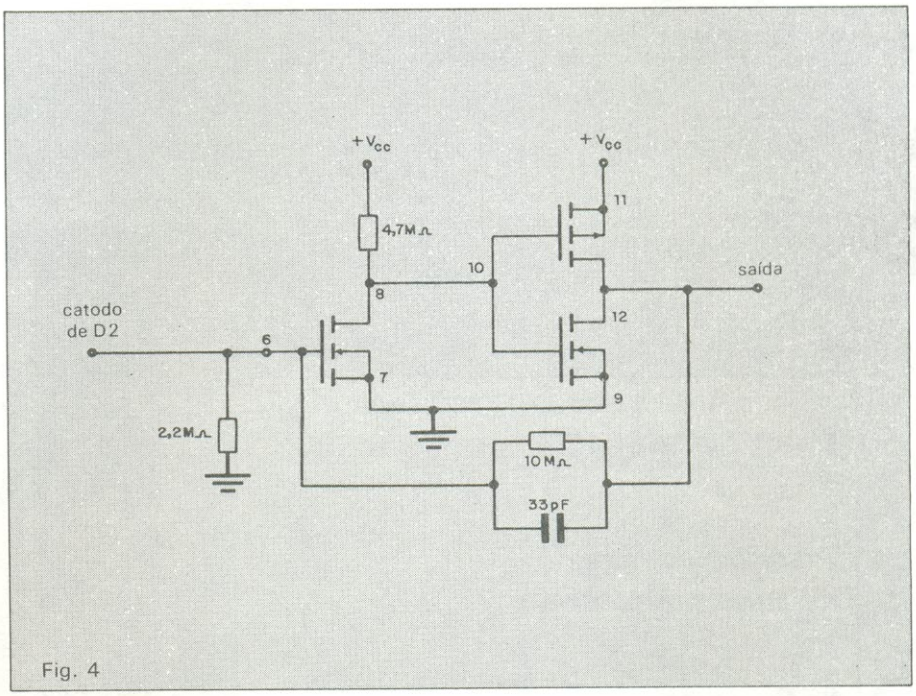


Fig. 4

Circuito adaptador para uso industrial.

Relação de componentes

(versão audível)

RESISTORES
R1, R2 – 4,7 mΩ
R3 – trimpot 10 kΩ
R4, R6, R10 – 680 kΩ
R5 – 2,7 MΩ
R7 – 100 kΩ
R8 – trimpot 47 kΩ
R9 – 10 MΩ
R11 – 470 Ω
R12 – 1 kΩ
R13 – 82 kΩ
R14 – 220 Ω
Todos de 1/4 W, 5%

SEMICONDUTORES
D1, D2 – 1N914 ou equivalentes
CI1 – 4007
CI2 – 741C
CI3 – 555

CAPACITORES
C1, C5 – 100 pF (cerâmico de disco)
C2 – 470 pF (cerâmico de disco)
C3 – 4,7 nF (cerâmico de disco)
C4 – 1 nF (cerâmico de disco)
C6 – 0,1 μF (poliéster)
C7, C9 – 10 μF/16 V (eletrolíticos)
C8 – 100 μF/16 V (eletrolítico)
C10 – 0,01 μF (poliéster)

DIVERSOS
Alto-falante de 2"
Bateria miniatura de 9 V
Placa de circuito impresso
Fio de cobre esmaltado (Ver texto)
Núcleo de ferrite (ver texto)

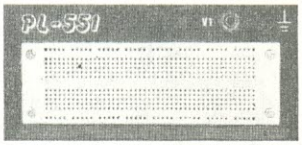
Podem-se fazer várias experiências com o formato do núcleo de ferrite, utilizando diferentes geometrias — se bem que o mais adequado é mesmo o *pot-core*, que torna o campo magnético mais concentrado e direcionado. Sugerimos um modelo 14 × 8 da Thornton, com AL = 1 300, juntamente com uma bobina de 150 espiras de fio n.º 36 AWG.

MATRIZ DE CONTATOS PARA PROTÓTIPOS
SÉRIE
PRONT-O-LABOR
Agora finalmente ao seu alcance!

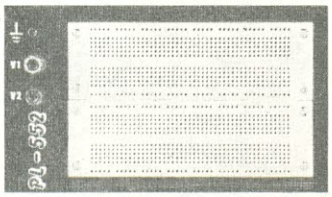
Agora você também pode possuir uma matriz de contatos para circuitos experimentais totalmente nacional, a preço de produto nacional mas com a mesma qualidade dos melhores importados.

Esqueça as placas padrão, pontes isolantes, molinhas e fios enrolados com ferramentas especiais.

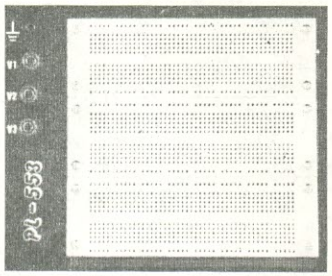
UM MODELO PARA CADA NECESSIDADE:



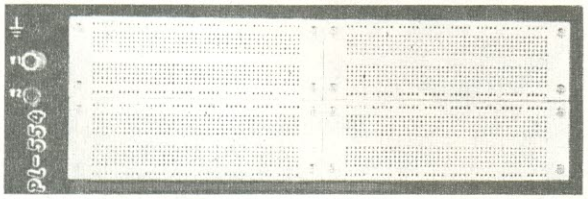
PL-551 550 tie points, 2 barramentos, 2 bornes de alimentação

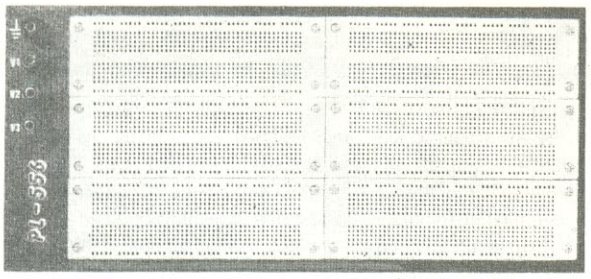


PL-552 1100 tie points, 4 barramentos, 3 bornes de alimentação

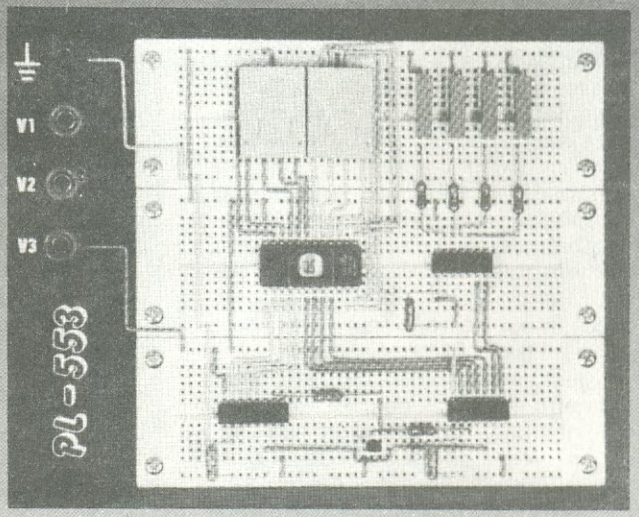


PL-553 1650 tie points, 6 barramentos, 4 bornes de alimentação





PL-556 3300 tie points, 12 barramentos, 4 bornes de alimentação



Conheça PRONT-O-LABOR e torne um prazer o que era um transtorno.

PRONT-O-LABOR é ferramenta indispensável nas indústrias, escolas, oficinas de manutenção, laboratórios de projetos e para hobbystas e aficcionados em eletrônica.

PRONT-O-LABOR, componentes, fio rígido e sua criatividade são todos os ingredientes que você necessita para testar seus projetos.

DADOS TÉCNICOS	
Corpo	Nylon com reforço em fibra de vidro
Contatos	Alloy 770
N.º de TIE POINTS por contacto	5
N.º de TIE POINTS por barramento	40
Espaçamento entre contatos	0,1''
* Dimensões	145 x 46 x 8,5 (mm)
* Capacidade	6 CIs, 14 pinos DIL
* N.º total de TIE POINTS	550
Tolerância de inserção	≠#22 a 30 AWG

(*) em cada módulo básico

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 – Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

FILCRES AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

FILCRES

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

As novas fontes de alimentação SON possuem avançada tecnologia em circuitos reguláveis de tensão; ampla linha de aparelhos nas mais diversas tensões e correntes de saída com excelente precisão:

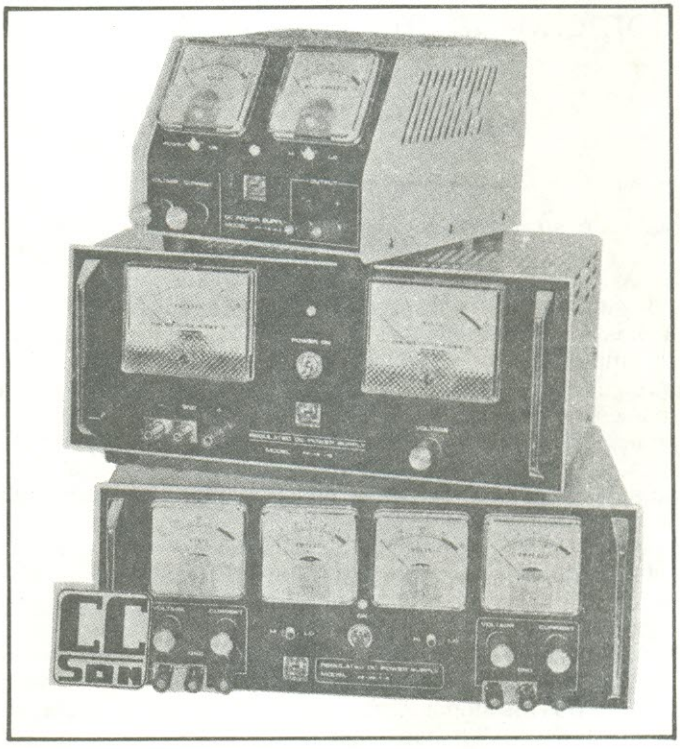
- circuito totalmente transistorizado
- proteção contra curto-circuito
- baixo ripple e ruído
- VU indicativo para tensão e corrente

FONTES ESTABILIZADAS

MODELO	TENSÃO	CORRENTE
CC182	18V	2A
CC185	18V	5A
CC302	30V	2A
CC305	30V	5A
CC603	60V	3A
CC805	80V	5A
CC3010	30V	10A
CC2515	25V	15A
CC2020	20V	20A
CC1002	120V	2A

FONTES EST. SIMÉTRICAS (DUPLAS)

MODELO	TENSÃO	CORRENTE
CC3025	-0 à + 30 x 2	2.2 + 2.2A
CC3052	-0 à + 30 x 2	5.0 + 5.0A
CC6022	-0 à + 60 x 2	2.0 + 2.0A



CARACTERÍSTICAS GERAIS:

- Regulagem de linha: ± 0,02% + 3 mV
- Regulagem de carga: ± 0,01% + 2 mV
- Ripple e ruído: 2 mVRMS
- Alimentação: 110/220 vac
- Garantia: 1 ano/assist. permanente.

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 – Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

José Maria Gomes — PY-4-ARE

Máxima transferência, um engano didático

Aqui, alguns equívocos que geralmente são cometidos por autores de livros técnicos no tratamento do fenômeno da máxima transferência

Em sua edição de novembro de 1983, a NE publicou um artigo de minha autoria, versando, entre outros itens, sobre a máxima transferência de potência. Pelo fato de limitar-se à contestação das idéias de um outro autor, o referido artigo não esclareceu alguns pontos importantes, além de deixar outros sem conclusão. Por este motivo, decidi voltar ao assunto.

Para facilitar a compreensão daqueles que não tiveram a oportunidade de lê-lo, farei aqui um pequeno resumo dos pontos de vista que ele continha.

Ao contrário do que se pensa normalmente a condição básica de máxima transferência de potência, ou seja, a igualdade das resistências da carga e do gerador (Rc = Rg), não é aplicável aos geradores mais comuns, como os dínamos, os alternadores, as pilhas e baterias. De fato, se colocado na citada condição, qualquer um daqueles geradores apresentaria eficiências inaceitáveis e regulações de 50%, que tornariam sem sentido a sua utilização real (2).

Da mesma forma, a máxima transferência não é usual nos amplificadores de áudio de radiofreqüência, especialmente se se tratarem de equipamentos de potência. Isto pode ser verificado nos textos de vários autores, entre os quais alguns fabricantes de semicondutores (3, 4), que apresentam orientações para projeto sem qualquer referência à igualdade Rc = Rg, chegando até a negá-la em alguns casos. Entretanto, a afirmação contrária também pode ser encontrada em trabalhos de outros autores, contaminados que estão pelo que se pode chamar de "mania da máxima transferência". Uma análise atenta de alguns desses textos revela-nos a incoerência e inconsistência de suas afirmações, como será visto mais adiante.

Também não é usual o casamento de impedâncias entre certos tipos de equipamentos. Assim, os fabricantes de microfones, amplificadores, equalizadores etc. costumam fazer recomendações sobre as impedâncias adequadas ao bom funcionamento de seus aparelhos, no que se refere à distorção, potência, tensão de saída, resposta em freqüência etc., sendo que nada disso tenha qualquer coisa a ver com a máxima transferência. Em outras palavras, deve-se sempre seguir a recomendação do fabricante, colocando-se, por exemplo, alto-falantes de 8 Ω em amplificadores de 8 Ω para que eles funcionem bem, sem que isto implique máxima transferência. A impedância interna do amplificador provavelmente será inferior a 1 Ω, se o amplificador for transistorizado, ou, talvez, maior que 8 Ω, se for a válvula. Os 8 Ω, no caso, correspondem somente à carga recomendada pelo fabricante e que jamais deve ser confundida com a impedância interna do amplificador, dado geralmente não fornecido ao público, por ser desnecessário.

Outros casos em que costumam ocorrer enganos referem-se aos sistemas que empregam linhas de transmissão. Vez por outra, deparamo-nos com a afirmação de que "o casamento da linha é fundamental para haver a máxima transferência". Facilmente verifica-se como pode ser falsa esta afirmação. Vamos aos fatos. Imagine uma linha de baixas perdas, de um quarto de onda e impedância característica de 50 Ω, terminada por uma impedância de 25 Ω e alimentada por um transmissor ideal de 100 Ω de impedância interna. Está aí um sistema com impedâncias totalmente descasadas e que trabalha sob máxima transferência. É certo que tal afirmação soa mal para alguns leitores, que estão acostumados com as impedâncias casadas. Mas, a verificação do fato é simples. Basta calcular o valor da impedância que a linha efetivamente aplica ao transmissor: $Z = 50^2/25 = 100\ \Omega$ — igual, pois, à impedância do gerador.

Consideremos, agora, a hipótese do casamento da referida linha, terminando-a por uma resistência de 50 Ω. Nesse caso, o sistema já não estará nas condições de máxima transferência, pois a carga do gerador seria então de 50 Ω, diferente, portanto, dos 100 Ω especificados.

Essas duas situações lançam por terra a afirmação citada no início, objeto desta contestação. Na verdade, o casamento da linha implicaria máxima transferência somente se o transmissor fosse também de 50 Ω. Ocorre, entretanto, que, como vimos no início, os amplificadores de potência não costumam trabalhar com carga casada. E são eles que definem, em última análise, a impedância interna dos transmissores. Isso significa que, na prática, mesmo casando-se a linha, não existirá a condição de máxima transferência. Apesar disso, é conveniente lembrar que os transmissores reais continuarão trabalhando bem — como trabalharam até hoje — já que foram projetados para operar realmente sem a máxima transferência.

A esta altura, alguns leitores podem estar pensando que a condição Rc = = Rg nunca é empregada, mas isto também é falso. Existem situações em que, devido à complexidade dos circuitos ou dos sinais, as reflexões nas linhas são extremamente prejudiciais, podendo provocar ecos, halos ou outras deficiências na informação, o que

torna necessário um total casamento de impedâncias no sistema. Os amplificadores telefônicos da Embratel talvez sejam um bom exemplo dessa situação. Entretanto, em boa parte das aplicações, o casamento de impedâncias não é usual, ou é desnecessário (com muita freqüência é até indesejável). O desconhecimento desse fato tem levado muita gente séria a cometer enganos, como veremos a seguir.

Realmente, um pouco mais de atenção na leitura de certos artigos ou mesmo livros permite-nos identificar uma série de confusões relacionadas com este assunto. Alguns exemplos podem ser vistos nas referências 5, 6 e 7 da bibliografia.

Na primeira delas (5), o autor faz — logo no início de seu trabalho — um estudo geral de circuitos elétricos, quando apresenta, entre outros itens, o teorema da máxima transferência. Talvez para justificar sua presença no texto, afirma que o referido teorema é empregado quando se trata de acoplar uma amplificador a um alto-falante. Entretanto, ao lermos com atenção o capítulo sobre amplificadores de potência, vamos verificar que ele realmente não é empregado. Após uma série de considerações sobre sensibilidade de potência e distorção — palavras totalmente estranhas ao teorema —, o autor esclarece não poder utilizar a igualdade Rc = Rg devido à distorção de amplitude que isto implicaria.

O segundo autor (6) apresenta a máxima transferência e também afirma em capítulos diferentes que irá empregá-la em amplificadores de potência de áudio. Se, entretanto, consultarmos o capítulo onde ele aborda tais amplificadores, vamos encontrar o oposto, isto é, uma prova matemática de que é impossível empregá-la! Por sinal, a prova não convence, pois não é impossível; é apenas inconveniente. Pelo menos em uma das edições posteriores o autor retirou a prova, mas manteve as afirmações anteriores, reprisando a sua incoerência.

No terceiro livro por nós considerado (7), o autor chega ao ponto de mostrar, através de cálculos numéricos, que um transformador casa a impedância de um alto-falante com um transistor em classe A. Ele se esqueceu, contudo, de verificar os parâmetros do transistor, que estão em total desacordo com as curvas contidas em seu próprio livro, jogando por terra o pretendido casamento de impedâncias. Aí estão alguns exemplos, entre muitos que poderiam ser apresentados.

Como podemos constatar, há algo de errado com a máxima transferência — uma vez que muita gente de alto nível comete equívocos ao abordá-la, seja em livros ou artigos técnicos. Depois de muito pesquisar sobre as possíveis causas de tantos enganos, chegamos à conclusão de que a principal delas residiria na própria maneira de se apresentar o teorema da máxima transferência.

Freqüentemente os autores apenas apresentam e fazem a demonstração do teorema. Isto marca o estudante, que, desde então, procura fazer tudo girar em torno da igualdade Rc = Rg. A ausência costumeira de comentários mostrando os limites de sua aplicabilidade agrava bastante a questão. Com o objetivo de diminuir tais transtornos, apresentaremos a seguir algumas recomendações para autores e professores que, em nossa opinião, podem ser úteis para reduzir as dúvidas relacionadas com as aplicações do teorema. São elas:

1) Procure apresentar o teorema da máxima eficiência enunciado mais adiante. Mostre que ele indica o caminho para as altas eficiências e boas regulações, apesar de o ideal ser inatingível nos geradores reais comuns. É útil salientar, neste caso, que o teorema se refere somente a geradores, não sendo aplicável genericamente às redes através de seu equivalente de Thévènin.

2) Apresente o teorema da máxima transferência apenas se for necessário ao curso ou ao livro. Lembre-se de que ele só se refere a circuitos lineares e implica péssimas eficiências e regulações de 50%, condições indesejáveis e até proibidas na maioria dos geradores. Se o estudo trata de redes elétricas, é necessário fazer uma particularização para o caso de um gerador real e mostrar os inconvenientes mencionados.

3) Lembre-se de que, a rigor, nenhum dos teoremas acima é aplicável a amplificadores de potência eletrônicos, pois, em essência, eles se constituem em dispositivos não lineares e conversores CC-CA. Assim, o que vai ter mais importância, entre outras coisas, será a "potência de saída", a "distorção" e a "eficiência de conversão" (Pcc/Pca), acerca da qual não há teorema que garanta valores máximos, médios ou quaisquer outros. A igualdade Rc = = Rg, contudo, pode ter algum significado na transferência de potência em casos particulares, onde se consiga garantir o trabalho do amplificador em regime razoavelmente linear — o que não é usual, mas é viável, especialmente pelo emprego de uma realimentação.

4) Dê preferência à expressão "adaptação de impedâncias", evitando a já batida "casamento de impedâncias", para diminuir os riscos de erro. Adaptar pode significar "levar ao valor adequado", o que é muito mais correto neste caso do que casar.

5) Com relação às linhas de transmissão afirme apenas que: "Empregando-se como carga uma impedância igual à da linha, evitam-se as reflexões e suas más conseqüências". Pelos motivos já expostos, evite referir-se à maxima transferência.

Infelizmente, a situação de máxima eficiência é pouco comentada pela maioria dos autores. É recomendável sua colocação sob a forma de teorema com o objetivo de equilibrar o impacto causado na mente do estudante pelo teorema da máxima transferência. Aqui está seu enunciado: "A eficiência de um gerador será tanto melhor quanto maior for o valor da resistência da carga em relação à do gerador". Com demonstração facílima, esse teorema, se bem apresentado, contribuirá fatalmente para reduzir os deslizes como os já citados neste artigo, além de mostrar a situação realmente almejada nos projetos dos geradores reais.

Concluindo este artigo, aproveitamos para fazer um convite a todos os autores, professores, engenheiros e técnicos, no sentido de colocarem em prática as recomendações acima expostas. Afinal, não é nada glorioso permitirmos que, na virada do século XX — o século das grandes conquistas tecnológicas —, ocorram enganos como este, que se constitui num autêntico disparate didático. Ou seja: a presença, em nossa literatura técnica, do teorema que estabelece condições pouco usuais e freqüentemente proibidas em prejuízo daquele que dita as condições usuais e recomendadas para os geradores. Devemos nos conscientizar de que, com um pequeno esforço, poderemos evitar que os técnicos do 3.º milênio venham a sentir o problema e, quem sabe, pilheriar sobre os cochilos dos tão sábios técnicos do século XX... ●

Bibliografia

1) Gomes, J. M., *Impedâncias, Linhas e Ondas Estacionárias*, NE, dez./1983.
2) Fink; Beaty, *Std. Handbook for Electrical Eng.*, 1978.
3) RCA, *Solid State Power Circuits*, 1971.
4) Texas Inst. Inc., *Transistor Circuit Design*, 1963.
5) Romanowitz, H. A.; Puckett, R. E., *Introduction to Electronics*, John Wiley, 1968.
6) Brophy, J. J., *Electronics for Scientists*, McGraw-Hill, 1962.
7) Chute, G. M.; Chute, R. D., *Electronics in Industry*, McGraw-Hill, 1979.

Adolfo Lenzi Jr., PY2ZE

POSTO DE ESCUTA

A Labre-SP responde

Recebemos do Secretário Executivo da Labre-São Paulo a seguinte carta:

"Tendo V. Sª faltado com a verdade em insinuar como minhas as declarações contidas na seção Posto de Escuta, da revista *Nova Eletrônica* nº 102, de agosto transato:

"Permita-me reportar-lhe que nunca poderia 'falar' em nome da Labre e tampouco como dirigente da seção de São Paulo, visto minha condição de tão-somente Secretário Executivo.

"O Decreto nº 91324, de 13/6/85, salva-o do Decreto nº 74810 e, creia, a recíproca é verdadeira.

"Quanto aos serviços que a Labre presta aos associados, procure 'escutar' o quadro social e não somente aqueles que V. Sª se presta a ser o escriba. Com base no direito de resposta, artigo 29 da Lei de Imprensa (Lei nº 5250, de 2/67), solicito a fineza de retificar a informação veiculada por V. Sª no periódico já mencionado, na mesma coluna Posto de Escuta, Labre-SP, corrigindo amplamente o erro cometido.

"Advirto V. Sª de que não atendida essa solicitação, de direito e na forma legal, serei obrigado, muito a contragosto, a acionar a Justiça, na conformidade do artigo 25 da Lei de Imprensa.

"Acredito que V. Sª tomando conhecimento da minha repulsa, coloque as coisas nos devidos lugares, atendendo a solicitação da presente carta."

Mesmo se o missivista não tivesse evocado a Lei de Imprensa, teria toda a satisfação em publicar a carta acima, pois ela atesta, perante os nossos leitores, a confusão e as declarações desconexas que são características da Labre. Se qualquer de nossos leitores conseguir decifrar o sentido do terceiro parágrafo, gostaria que me esclarecesse, pois eu mesmo não consegui entendê-lo.

Antes de entrar no mérito da carta, devo lembrar que ela foi dirigida ao endereço errado. O caráter de uma entrevista (particular ou oficial) é assunto que diz respeito apenas ao entrevistado e ao entrevistador — podendo ser extensivo, no máximo, ao órgão de imprensa em que a entrevista foi publicada. É acima de qualquer dúvida que a repórter Rosa Sposito, que realizou a entrevista com o Sr. Paraná, não tem relação alguma comigo e nem cabe qualquer resposta pela colocação das declarações. Apenas condensei o que qualquer leitor da *Revista Nacional de Telemática* pode deduzir da reportagem, desde que possua um mínimo de inteligência. De minha parte, só conheço o que foi publicado nas páginas 20 e 22 do número de abril da *RNT*; e os comentários que fiz foram feitos em meu próprio nome.

O Sr. Paraná fica nervoso e incoerente, às vezes. Diz que não fala em nome da Labre, mas em sua carta emite opiniões labreanas. A queda da filiação compulsória ainda não acabou com a tática de tentar silenciar, por todos os meios, seus críticos. Estranho que me tenham incluído nesse rol, pois sempre me propus a divulgar notícias e respostas da Labre — lembro, inclusive, que quando a nova presidência assumiu, coloquei-me à sua disposição. E já foi até publicada uma entrevista sobre a organização, onde houve direito de escolha sobre as perguntas e respostas que foram consideradas mais esclarecedoras.

A nova associação

Embora sua fundação em âmbito nacional esteja prevista apenas para a 2ª fase da era pós-Labre, seus organizadores já receberam adesões de inúmeras associações regionais. Uma das últimas foi da APRA — Associação Paranaense de Radioamadores —, que tem uma folha de atuação exemplar.

Ainda segundo os organizadores, é óbvio que nenhuma associação de âmbito nacional que tenha o mínimo de bom senso irá instalar "filiais" em todas as capitais; ao contrário, deverá ser centralizada em uma região de grande concentração de radioamadores, aceitando adesões de clubes e associações qualificadas de qualquer parte do Brasil, mesmo que seja mais de uma em cada Estado.

Pesquisa regional

Seguindo a sugestão do Secretário Executivo da Labre-SP, procurei "escutar" o quadro social, no sentido de saber qual foi (e ainda é) o principal serviço prestado pela Labre. A quase totalidade do labreanos ouvidos afirmou que o serviço principal, oferecido em troca das mensalidades, nos últimos dez anos, foi o de não mandar revogar as licenças de suas estações, ficando em segundo lugar o tráfego dos cartões QSL.

Isso prova duas coisas: primeiro, que sobrou somente a obrigatoriedade da IARU e, segundo, que a Labre deverá melhorar a prestação de serviços a seus associados, a nível nacional.

PY/PX elementar

PY8JS-Roberto M. Rodrigues faz em seu livro, *Radioamadorismo, o Mundo em seu Lar*, algumas afirmações bastante esclarecedoras para o iniciante:

"O radioamadorismo é um *hobby*, como seu próprio nome indica. É praticado universalmente e, dessa maneira, está sujeito a normas e regulamentos que são discutidos e aprovados em convenções internacionais, que, por sua vez, foram ratificadas pelos países que delas participaram, inclusive o Brasil.

"No Brasil, os radioamadores são supervisionados pela Labre e pelo Ministério das Comunicações, através do Dentel — Departamento Nacional de Telecomunicações —, órgão daquele ministério."

Um bom trecho é o que esclarece que radioamador não é o mesmo que PX, assim como a estação comercial de uma empresa também nada tem a ver com radioamadorismo. Afirma ainda que o PX pratica um *hobby* diferente do radiomador e que, apesar de também fazer comunicados entre si, falando até com o exterior, são duas atividades diferentes. Continua, dizendo que o PX não se submete ao exame de legislação, nem de radiotécnica, telegrafia ou qualquer outra disciplina; basta comparecer à Delegacia Regional do Dentel da região.

Cartões QSL-PX

Devo receber em breve centenas de cartões QSL para uso exclusivo dos operadores da Faixa do Cidadão. Os interessados poderão me escrever, e, logo que estejam prontos, os enviarei gratuitamente. O endereço é R. Cristóvão Colombo, nº 185, apto. 101, CEP 13100, Campinas, SP, A/C Adolfo. ●

Minipa

INSTRUMENTOS DE TESTE E MEDIÇÃO

TRIO

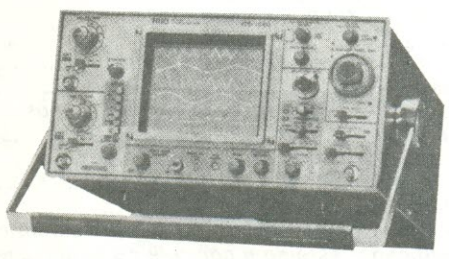
OSCILOSCÓPIOS

MO1303
- 5 MHz/Simples traço
- Sensibilidade: 10 mv/div
- Impedância: 1 Mohm/35 pF
- Vol. máx.: 300v (dc + AC pico) ou 600 vpp
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 2 anos

MO1210
- 10 MHz/duplo traço
- Sensibilidade: 1mv/div
- Trigger: aut/man
- Retícula interna iluminada
- TRC: 2 kV
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 2 anos

MO1220
- 20 MHz/duplo traço
- Sensibilidade: 1 mv/div
- Trigger: aut/man
- TRC: 6 kV
- Retícula interna iluminada
- Amplitude máx.: sem distorções
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 2 anos

CS1577A
- 35 MHz/Duplo traço
- Sensibilidade: 2 mv/div
- Trigger: aut/man
- Retícula interna iluminada
- Soma de canais
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 1 ano



CS1040
- 40 MHz/três canais
- Sensibilidade: 1 mv/div
- Retardo de varredura (delay)
- Trigger: aut/man
- Retícula interna iluminada
- Soma e subtração de canais
- TRC: 12 kV
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 1 ano

GERADORES

CS1060
- 60 MHz/três canais/6 traços
- Sensibilidade: 1 mv/div
- Retardo de varredura (delay)
- Triggers: aut/man
- Retícula interna ilmuinada
- Soma e subtração de canais
- TRC: 16 kV
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova
- Garantia: 1 ano

GERADOR DE AUDIO

MG201
- Freqüência: 10 Hz ~ 1MHz
- Variação de nível: 0,5 db
- Distorção: menor 0,1%
- Forma de onda: senoidal e quadrada
- Alimentação: 110/220 vac
- Garantia: 2 anos

* TODOS OS INSTRUMENTOS MINIPA/TRIO SÃO GARANTIDOS POR 1 ANO. ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 Direto – SP – 223-1446/ 222-3458/220-9113/220-7954 Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

FILCRES

ÍNDICE GERAL 1985

PRÁTICA

	NE	PÁG.
Conta-giros para auto e moto	95	10
Ignição eletrônica	95	15
Termostato para aplicações domésticas e industriais	96	14
Gerador de barras para TV	96	19
Digitotal, um "volt-ohmímetro" inteiramente eletrônico	97	10
Afinador para instrumentos acústicos e elétricos	97	15
Plotador de curvas para transistores	98	30
Digitotal — Conclusão	98	39
Um emulador para EPROMs	99	28
Temporizador universal	99	40
Conheça os operacionais pela prática — Parte I: *Características técnicas*	99	45
Conheça os operacionais pela prática — Parte II: *Experimentos práticos*	100	08
Analisador de espectro para áudio	100	14
CICLOP, o controlador industrial da NE — Parte I: *Apresentação do sistema*	100	22
CICLOP — Parte II: *Apresentação do hardware*	101	38
Conheça os operacionais pela prática — Parte III: *Amplificadores lineares básicos*	101	46
CICLOP — Parte III: *Montagem e interfaceamento*	102	32
Fonte 20x4	102	40
CICLOP — Conclusão: Programa monitor e manipulação	103	45
Conheça os operacionais pela prática — Parte IV: *Experimentos práticos*	103	52
SISMO, um minissistema modular de áudio — Parte I: *Receptor de FM e pré-amplificador*	103	55
Sistema modular de áudio — Parte II: *Decodificador estéreo e controle de tonalidade*	104	32
Conheça os operacionais pela prática — Parte V: *Integradores e diferenciadores*	104	42
Duplicador de EPROMs	104	46
Sistema modular de áudio — Parte III: *Fontes e amplificadores de potência*	105	40
Um controle eletrônico para iluminação	105	46
Conheça os operacionais pela prática — Parte VI: *Experimentos práticos*	106	30
Controle remoto — Parte I: *Etapa transmissora*	106	36

BANCADA

	NE	PÁG.
Funções lógicas com o MUX	95	20
Antologia do TDA 3810	96	11
Como projetar transformadores	99	52
Como projetar amplificadores de um estágio	100	57
Como projetar multivibradores	101	50
Como projetar sensores por toque	102	50
Como projetar divisores de freqüência	103	60
Como projetar circuitos impressos	104	54
Antologia do S566B	105	30
Como projetar sistemas digitais — Parte I: *TTL*	105	34
Diodos "especiais" — Parte I	106	60
Como projetar sistemas digitais — Parte II: *CMOS*	106	64
Detector de proximidade para metais	106	72

ÍNDICE GERAL 1985

TELECOMUNICAÇÕES

	NE	PÁG.
Projeto de antenas com a Carta de Smith — Parte I	95	44
A ascensão do Brasilsat	95	51
Projeto de antenas com a Carta de Smith — Conclusão	96	37
Radioenlace na faixa de SHF — Parte I	96	46
Radioenlace na faixa de SHF — Parte II: *Conclusão da etapa transmissora*	97	50
Radioenlace na faixa de SHF — Parte III: *Análise dos blocos do receptor*	98	64
Radioenlace na faixa de SHF — Conclusão da análise do receptor	99	66
Introdução às válvulas de microondas — Parte I	100	76
Introdução às válvulas de microondas — Parte II: *Klystrons de multicavidades e reflex*	101	68
Introdução às válvulas de microondas — Parte III: *Tubos de onda progressiva (TOP) e regressiva (TOR)*	102	74
Projeto de um radioenlace — Parte I	103	65
Introdução às válvulas de microondas — Parte IV: *Magnetrons e tubos de comutação*	103	71
Introdução às válvulas de microondas — Conclusão: *Os tubos que ainda estão em desenvolvimento*	104	64
Projeto de um radioenlace — Parte II: *Característica das antenas e desempenho global*	104	68
Projeto de um radioenlace — Conclusão: *As fontes de ruído e como fazer para dimensioná-lo*	105	72
PCM: a transmissão telefônica por pulsos codificados	105	76

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

	NE	PÁG.
Modelamento de motores por computador — Parte I: *Introdução teórica*	97	25
Controle eletrônico de iluminação	98	44
Modelamento de motores por computador — Parte II: *Programa e gráficos*	98	50
Modelamento de motores por computador — Parte III: *Motores de corrente contínua*	99	74
Modelamento de motores por computador — Conclusão: *Programas*	100	47
O laser brasileiro	100	52
Teoria e parâmetros dos tiristores — Parte I: *Introdução*	103	14
Teoria e parâmetros dos tiristores — Parte II: *Controle de potência*	104	78
Teoria e parâmetros dos tiristores — Conclusão: *Tabelas e cálculos para os sistemas de potência*	105	82

ÁUDIO

	NE	PÁG.
Áudio digital e a técnica PCM	95	58
Restauração de discos antigos	96	54
Braços de toca-discos — Parte I: *A tecnologia dos braços de toca-discos*	97	58
Braços de toca-discos — Parte II: *Ressonâncias mecânicas nos toca-discos*	98	60
Braços de toca-discos — Parte III: *Articulações e apoio dos braços*	99	58
A linha Esotech para toca-discos digitais	100	64
Medidor de impedâncias para alto-falantes	101	64
Braços de toca-discos — Parte IV: *Os braços e sua montagem na base do toca-discos*	102	45
Dois novos amplificadores de potência	103	11
Braços de toca-discos — Parte V: *Instalação e ajuste da cápsula no braço*	105	12
Válvulas x transistores	106	10
Amplificador Micrologic	106	18

ÍNDICE GERAL 1985

ENGENHARIA

	NE	PÁG.
Bases do áudio digital a laser	95	26
Análise e projeto de filtros — Parte III: *A alternativa dos filtros m-derivados*	95	36
Prancheta do projetista: *Indicador de temperatura para instrumentos análogos e digitais*	95	43
Análise e projeto de filtros — Parte IV: *Projeto e análise de FPB e FPF pela teoria clássica*	96	24
Prancheta do projetista: *Medidor de VU tipo bargraph*	97	33
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte I: *CMOS, o futuro dos circuitos integrados*	97	35
Análise e projeto de filtros — Parte V: *Uma análise da família de redes Butterworth*	97	41
Análise e projeto de filtros — Parte VI: *Análise e projeto do passa-baixas Chebyshev*	98	10
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte II: *A versatilidade da CMOS superando problemas técnicos*	98	16
Prancheta do projetista: *Detector de primeiro evento com o 555*	98	22
Análise e projeto de filtros — Parte VII: *Linearidade de fase caracteriza filtros Bessel*	99	10
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte III: *Tecnologias para o CMOS em corpo de substrato*	99	18
Prancheta do projetista: *Dois zeners compensam efeito da temperatura*	99	26
Prancheta do projetista: *Tape loader com um integrado CMOS*	100	33
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte IV: *Tecnologia de filme fino e novos processos*	100	34
Análise e projeto de filtros — Parte VIII: *Redes ativas para tratamento de sinais em baixa freqüência*	100	40
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte V: *O uso dos CMOS em CIs lineares*	101	10
Teoria das fontes chaveadas	101	22
Análise e projeto de filtros — Parte IX: *Circuitos biquad de realimentação*	101	28
Prancheta do projetista: *Comutador de linhas para duas vias.*	101	36
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte VI: *Tecnologia CMOS e sua aplicação nos CIs especiais*	102	10
Prancheta do projetista: *Alarme sonoro proporcional*	102	20
Análise de projeto de filtros — Parte X: *Técnicas para a execução de redes ativas*	102	24
Análise e projeto de filtros — Parte XI: *Mais uma técnica para o ajuste do fator de ganho*	103	27
Prancheta do projetista: *Gravador cassete registra conversações telefônicas*	103	36
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte VII: *Características dos circuitos da família CMOS*	103	38
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte VIII: *Como determinar o comportamento dos CIs CMOS*	104	12
Prancheta do projetista: *Alarme antiarrombamento*	104	22
Análise e projeto de filtros — Conclusão: *O conceito de sensibilidade*	104	26
Concepção de um analisador lógico nacional	105	58
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte IX: *O que determina o consumo de potência nos CMOS*	105	64
Prancheta do projetista: *Carregador de baterias com 555*	105	70
Série de Fourier por computador	106	44
A tecnologia dos integrados CMOS — Parte X: *Parâmetros dinâmicos da CMOS*	106	52

BYTE

	NE	PÁG.
Comunicação serial entre computadores	95	68
Aplicativos: *O microcomputador no estudo das antenas — V*	95	72
A interface GPIB para computadores — Parte I	96	64
Controlando ferrovias com o TK-82 — Parte I	96	68
A interface GPIB para computadores — Conclusão	97	70
Controlando ferrovias com o TK-82 — Conclusão	97	76
Análise de assinaturas	98	70
Sistemas de modulação para sinais digitais	102	56

ÍNDICE GERAL 1985

PY/PX

	NE	PÁG.
Chave automática para QRP	95	84
Os birôs de QSL no mundo	96	81
RST x SINPO	96	84
Audioprocessador para CW e RTTY	97	86
Fature "figurinhas" em DX	98	78
Testes com antenas de polarização circular	98	80
"Vinte anos de atraso em nosso radioamadorismo"	98	82
Telegrafia pelo micro	99	77
As antenas triangulares	101	74
Diplomas de radioamadorismo	101	76
Coluna de SWL: *Dados e circuitos para ondas curtas*	102	78
Coluna de SWL: *Antenas e adaptador para ondas curtas*	104	86
A distribuição de freqüências no radioamadorismo	104	91
Um eficiente QRP para 40 metros	104	93
Coluna de SWL: *Receptores a diodo para ondas curtas*	105	27
Máxima transferência, um engano didático	106	78

PRINCIPIANTE

	NE	PÁG.
Os resistores não lineares — Parte II: *Os termistores de coeficiente negativo*	95	78
Os resistores não lineares — Parte III: *Os termistores de coeficiente positivo*	96	75
Os resistores não lineares — Conclusão: *Varistores*	97	64

NORMAS TÉCNICAS

	NE	PÁG.
O problema da normalização na indústria nacional	98	54

INFORMAÇÃO

	NE	PÁG.
Mercado de trabalho começa a reagir no setor eletrônico	105	52

EVENTOS

	NE	PÁG.
12ª Feira de Eletro-Eletrônica	100	70

ÍNDICE GERAL 1985

VÍDEO

	NE	PÁG.
TV-Consultoria: *Como funciona um gerador de barras coloridas*	95	64
TV-Consultoria: *Estágio horizontal e um gerador de vídeo improvisado*	96	60
TV-Consultoria: *TBA520 — um decodificador de croma PAL*	97	21
TV-Consultoria: *Dúvidas sobre a conversão NTSC/PAL-M*	98	24
TV-Consultoria: *Os diferentes sistemas de TV em cores*	99	63
TV-Consultoria: *Estágios de FI com circuitos integrados*	100	60
TV-Consultoria: *Lógica: a melhor ferramenta do técnico de TV*	101	54
A evolução técnica da televisão	101	58
TV-Consultoria: *LM1886: conversor D/A para sinais de vídeo*	102	62
TV-Consultoria: *Transmissão de cor no sistema SECAM*	103	21
TV-Consultoria: *Uma análise da alimentação do horizontal*	104	60
TV-Consultoria: *Referência de croma com o integrado TBA540*	105	18
TV-Consultoria: *Consultas*	106	24

COMPONENTES

	NE	PÁG.
O comportamento da eletrônica nacional	102	66

MICROELETRÔNICA

	NE	PÁG.
Indústria e universidade querem definições	103	76

ERRATAS

	NE	PÁG.
Um indicador de seqüência de fase, com proteção (NE 91)	95	04
Um trêmulo diferente (NE 94)	96	18
Digitotal (NE 98)	101	44
SISMO, um minissistema modular de áudio (NE 103)	106	34

Não foram incluídas neste índice as seções fixas da revista (Cartas, Notas Nacionais e Internacionais, Galena, Livros & Revistas, Discos, Posto de Escuta, Classificados e Astronáutica & Espaço). Foi excluído também o curso em fascículos.

Dirija sua mensagem para o Leitor certo

ANUNCIE NA VITRINE ELETRÔNICA

532.1655

Eletro Componentes JB LTDA.

ORÇAMENTO GRÁTIS

intel, constanta rohm, fairchild, intersil, joto, mc, sgs, hp, mostek, gé, rca, gi, icotron, zilog, devices, monsanto, mitsubish, toshiba, smk, weston, rosvlad, molex, analog, ck, amphenol, nec, ibrape, motorola, amp, texas, national, telecomponentes, fusibras, bourns, signetcs.

REEMBOLSO POSTAL
Telex (011) 36204 – JBEC
PBX - 220-3233/221-0719
NOVO ENDEREÇO
Av. Ipiranga, 919 – 14º andar salas 1401/2 – CEP 01039 (entrada também pela Rua dos Timbiras, 445)

SONALARME®

Transdutores eletroacústicos de alto rendimento para sinalização auditiva. Produto Genuinamente Nacional.

Disponível em diversos modelos para sinalização contínua, intermitente, bitonal, etc.

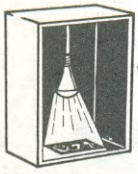
Representante Exclusivo: Alfatronic S.A.
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR

ASSISTÊNCIA TÉCNICA DE INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO

Laboratório especializado em: Multitester (Miter Analisador) - Alicate - Amperímetro - Voltímetro - Galvanômetros Especiais - Watímetros - Megohmetros - Teodolitos - Osciloscópios - Relógios Comparadores e Apalpadores - Micrometros de todos os tipos - Súbitos Nível de precisão - Cronômetros - Termômetros - Medidor de Vazão de Líquidos - Torquímetros - Estufas de Laboratórios - Balanças Analíticas - Medidor de Umidade para Madeira - Gerador de Barra - Carregador de Tubo - Etc.

REEMBOLSO POSTAL E VARIG

LUPA INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO LTDA
Avenida Ipiranga, 1100 - 7.º andar Conjunto 76/77
01040 São Paulo - SP Tel.: (011) 229-7480



Conheça as vantagens do KIT de Produção/Gravação de Placas de Circuito impresso: sistema fotográfico.

Qualidade e quantidade industrial - Resolução 0,8mm - Reduzido custo de produção - Fotolito WO 1:1 - Produtos químicos nacionais - Apostila de orientação - Despachamos para todo o Brasil - Informe-se Não perca tempo, produza suas PCI.

Dispositivos Eletronicos
Rua 24 de Maio, 35 - Cj.: 514
Tel.:(011) 221-8057
São Paulo - SP.

AGORA EM SANTO AMARO!
TUDO PARA ELETRÔNICA

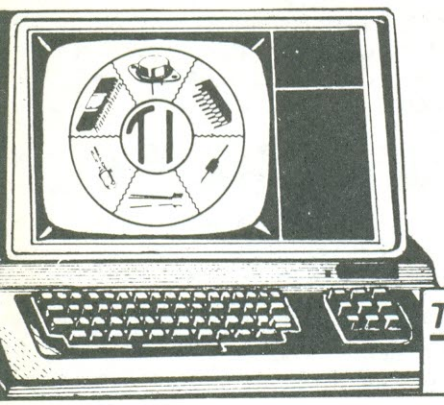
- COMPONENTES EM GERAL
- ACESSÓRIOS E EQUIPAMENTOS
- APARELHOS
- MATERIAL ELÉTRICO
- FERRAMENTAS PARA ELETRÔNICA
- ANTENAS
- LIVROS E REVISTAS (Nºs ATRASADOS)

FEKITEL - CENTRO ELETRÔNICO

RUA BARÃO DE DUPRAT, Nº 312
SANTO AMARO
TEL.: 246-1162 — CEP 04743
A 300 METROS DO LARGO 13 DE MAIO

TRANSINTER

Comércio de Componentes e Microcomputadores



- THORNTON • CETEISA • JOTO
- TORPLÁS • BEST • MOLDAÇO
- ENER • FAME • MOTORADIO
- ROHM • MOLEX • SMK • CELIS
- SCHARACK • FE-AD • CIRCUITOS INTEGRADOS • RESISTORES
- CAPACITORES • DIODOS
- INSTRUMENTOS •

TRANSINTER Eletrônica ltda.

Rua dos Andradas, 473 - fones: 221-6678/ 223-5187 – Telex (011) 37982 – SP

TTD
IND. E COM. DE APAR. ELETRÔNICOS LTDA

02350 Tremembe da Cantareira
Caixa Postal: 17016
São Paulo – Capital – SP

RELÓGIO ELETRÔNICO À QUARTZO

Tipo parede. Precisão 1 min/ano. Usa pilha comum com 1 ano de duração. Caixa plástica laqueada. 2 Modelos:

- COLUMBIA - redondo ϕ 24 cm, nas cores creme, caramelo e branco.
- PLAZA - quadrado 25x25cm, nas cores marron, havana e branco.

KIENZLE

1 ANO DE GARANTIA
Por apenas Cr$ 210.000

MECANISMO QUARTZ DE RELÓGIO

EXCLUSIVO!!!

- Oscilador de 4,1943 MHz
- Eletronica C-MOS com divisor e buffer
- Precisão à temp. amb. $2 \cdot 10^{-6} \triangleq 0{,}2$ s/dia
- Tensão de operação de 1,2 a 1,7V
- Coef. de temp. $< 5 \cdot 10^{-7}$ / ºC $\triangleq 0{,}05$ s/dia ºC
- Acompanha 2 jogos de ponteiros e bucha

Por apenas Cr$ 160.000

KIENZLE

SOLICITEM GRATUITAMENTE NOSSOS INFORMATIVOS TÉCNICOS E PREÇOS
ATENDEMOS PELO REEMBOLSO VARIG PARA TODO O BRASIL

COMPRO

Manual de manutenção e esquema do micro TK-2000; pago bem. Tratar c/ Edivaldo F. dos Santos — Cj. Praiamar, 341 — Maceió — AL — 57000.

Gerador de barras p/ TV, reativador e analisador de cinescópios, gerador de áudio, osciloscópio de 5 MHz traço simples e componentes eletrônicos. Enviar preços e características p/ Antonio Ferreira Costa — R. Pirapora, 565 — Passos — MG — 37900.

ou *troco* literatura, esquemas teóricos ou práticos sobre: recepção de TV via satélite, transmissor de FM (88 a 108 MHz) completo de no mínimo 5 W, temporizadores cíclicos ou não, controladores de sub e sobretensão novo e trifásicos. Tratar c/ João Miguel P. Scherer — R. República, 637 — Palmeira das Missões — RS — 98300.

NE n.ºs 88 e 89. Tratar c/ José Zito Batista — R. Capitão José de Brito, 111 — Piquete — SP — 12620.

Cópias de transmissores de FMs, de 2 km, 10 km e 25 km. Trat. c/ José C. Henrique — R. Monteiro de Barros, 823 — Vinhedo — SP — 13280.

SERVIÇOS

Confecciono PCI em qualquer quantidade; uso vários materiais e métodos. Cobro o serviço, o material da confecção e as despesas do correio. Contatos c/ Luis Carlos — Cx. Postal 3911 — São Paulo — SP — 01051.

TROCO

5 esquemas de videogames: Atari 2600, CCE supergame, Dismac VJ 9000, Intellivision e Odissey pelo esquema ou manual do videogame Colecovision. Tratar c/ Pedro Santos Carvalho — R. São Francisco Xavier, 657 — casa 11 — Rio de Janeiro — RJ — 20550.

VENDO

Multitester Standard mod. ST-350 por 5 ORTN's. Trat. c/ José Vagner — R. Aristides Bispo, 99 — Aracaju — SE — 49000.

Revistas estrangeiras de eletrônica e áudio em geral por Cr$ 5 mil cada. Tratar c/ Cláudio — R. Comendador Alfaia Rodrigues, 363 — Santos — SP — 11100.

Coleção completa da NE, desde o n.º 1. Preço a combinar. Tratar c/ Argemiro A. Rezende — R. S. Sebastião, 732 — São Paulo — SP — 04708 — tel.: (011) 241.1811 — ramal 43.

Coleção completa da NE, do n.º 1 ao 103, por Cr$ 1.200.000. Trat. c/ Benedito Oswaldo Ramos — Cx. Postal 249 — tel.: (0196) 23.3068 — S. João da Boa Vista — SP — 13870.

Osciloscópio Leader mod. 510A. Trat. c/ Paulo pelo tel.: (0196) 55.2407 (à noite) — Caixa Postal 158 — Mococa — SP.

ou *troco* por microcomputador vários CIs TTL, ponte retificadora B80C/1500, LDR-VT732E, fotodiodo HI3B1, relés MRB10169, relé MS/K 13H, regulador 7912, regulador 7824. *Vendo* ou *troco* também deck rolo Gradiente mod. GR422. Tratar c/ Daltro — Av. Dr. Silva Melo, 106 — bl. 05 — apto. 51 — São Paulo — SP — tel.: 223.6327 (hor. com.).

ou *troco* lote de válvulas para rádio e televisão. Tratar c/ Dias — tel.: 203.2755 — R. Jaci Arnoni, 32 — São Paulo — SP — 02374.

Coleção NE em ótimo estado, do n.º 1 ao 100 (exceto os n.ºs 30 e 86) pelo preço do último exemplar em banca. Tratar c/ Fernando Tonelli — R. Chafic Murad, 780 — apto. 302 — Vitória — ES — 29050 — tel.: 225.4010.

Manuais e esquemas de aparelhos da linha Philips. Tratar c/ Ruberval Knese — Cx. Postal 1514 — Niterói — RJ — 24230.

Coleção da NE em ótimo estado, do n.º 1 ao último, por Cr$ 1.500.000. Tratar c/ João — R. Barra Funda, 930 — São Paulo — SP — 01152 — tel.: 826.0311 — r. 525.

Cinescópio novo em cores, referência 510LB22A por Cr$ 300.000, máquina de enrolar transformadores automática (contagem de espiras e enrolamento) para 110 volts (enrola qualquer tipo com potência de 1 a 2 500 watts) por Cr$ 400.000. Tratar c/ Henry J. Ubiracy — R. Cel. Nicolau, 9 — Águas Belas — PE — 55340.

Coleção completa da NE. Trat. c/ Adolfo — tel.: 415.9405 — St.º André — SP.

ou *troco*, por multímetro digital ou kits de qualquer objeto, várias revistas de eletrônica, num total de 300. Tratar c/ Antonio Amâncio Sobrinho — Av. Dr. Guarani, 1067 — Sobral — CE.

Cópias de transmissores de FMs, de 2 km, 10 km e 25 km. Tratar c/ José C. Henrique — R. Monteiro de Barros, 823 — Vinhedo — SP — 13280.

CONTATOS

Quem souber qual é a tensão do transformador que vai para o relógio do rádio-relógio-telefone da marca MCE, favor entrar em contato com Rogério Pitombo — R. Piquari, 92 — P. Dareia — Porto Alegre — RS — 90000 — tel.: (0512) 41.9396. ●

MONTAGENS INÉDITAS!

É o que você encontra todo mês em *Nova Eletrônica*. Instrumentos de bancada, circuitos para áudio, dispositivos de uso industrial e sistemas de aplicação geral. Utilizando sempre novos componentes, de fácil aquisição, as montagens são testadas no laboratório da revista e só então liberadas para publicação. O carimbo "aprovado" garante a qualidade das montagens.

NOVA ELETRONICA

TRADIÇÃO DE EXPERIÊNCIA E CONSTANTE ATUALIZAÇÃO

É pelo dedo que se conhece o gigante.

Texas. A maior produtora de circuitos integrados do País.

Detentora de avançada tecnologia, e trabalhando dentro de rígidos padrões de qualidade, a Texas possui mais de cinqüenta fábricas ao redor do mundo e conta com um invejável suporte de pesquisa e desenvolvimento que a tornaram líder mundial em fornecimento de circuitos integrados semicondutores.

Também no Brasil, a Texas conquistou um enorme espaço no campo da eletroeletrônica. Foi sem dúvida a pioneira e continua sendo a maior produtora de circuitos integrados do país, fornecendo diretamente às indústrias do setor e também através de sua rede de distribuição e revenda. Além disso, oferece amplo suporte técnico a seus clientes através de sua Engenharia de Produtos e Aplicações.

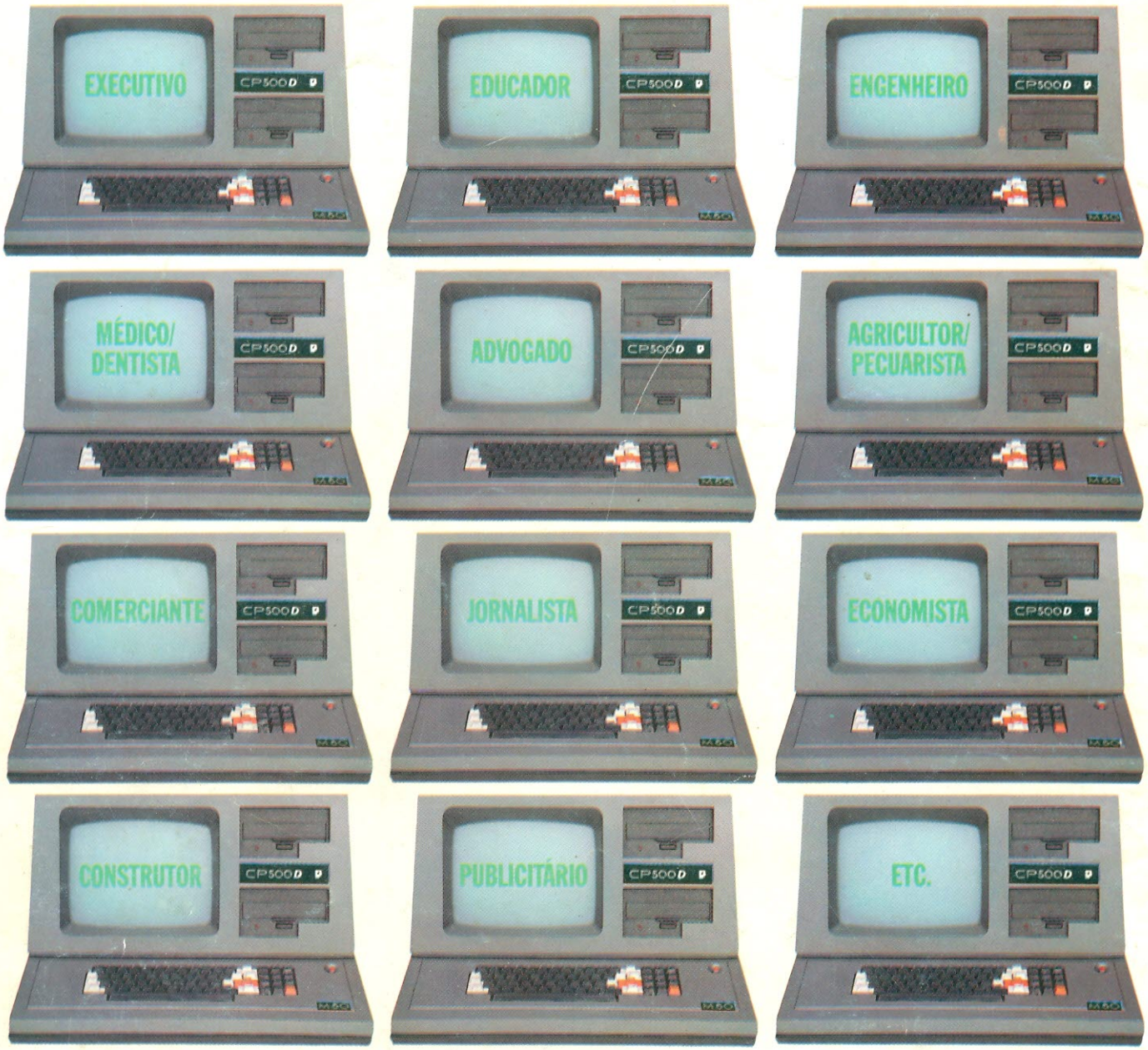
Com seus componentes presentes em computadores, aparelhos de TV e som, automóveis e em diversos outros produtos, a Texas participa do dia-a-dia do consumidor brasileiro.

Procure a Texas e você verá porque somos parte integrante do desenvolvimento da indústria eletroeletrônica brasileira. Com muita qualidade e seriedade.

TEXAS INSTRUMENTOS

Ajudando a resolver os problemas do homem.

ESCRITÓRIO DE VENDAS - R. Paes Leme, 524 - 7º andar - CEP 05424 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 815-6166 - Telex: 1130498 - TEXI BR.
DISTRIBUIDORES AUTORIZADOS: ALFATRONIC - Av. Rebouças, 1498 - 05402 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 852-8277 - Telex: 1124317 • INTERTEK - R. Miguel Casagrande, 200 - 02714 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 266-2922 - Telex: 1131280 • L. F. - Av. Ipiranga, 1100 - 8º - 01040 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 229-9644 - Telex: 1131056 • TELIMPORT - R. Santa Ifigênia, 402 - 9º - 01207 - São Paulo - SP - Tels.: (011) 222-2122/221-3944 - Telex: 1124888 • TITRONIX - R. Dr. Eurico Rangel, 40 - 04602 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 543-4766 - Telex: 1131889 - **REVENDEDORES:** C.B.G. LIMA (085) 226-6800 - Fortaleza (CE) • BARTÔ (081) 224-3699 - Recife (PE) • C.R. KAR (0512) 43-1260 - Porto Alegre (RS) • C.R. TV UNIVERSAL (0412) 23-6944 - Curitiba (PR) • ELETRO TV (031) 201-6552 - B. Horizonte (MG) • ELETRÔNICA SALVADOR (071) 243-7226 - Salvador (BA) • ELETRÔNICA SATÉLITE (061) 561-3258 - Taguatinga (DF) • STRAUCH (027) 222-6022 - Vitória (ES) • LIVRARIA POLIEDRO (011) 222-4297 - São Paulo (SP) • TELERÁDIO (011) 544-1722 - São Paulo (SP) • PANAMERICANA COMERCIAL (011) 222-3211 - São Paulo (SP) • UNIBRAS (011) 212-6228 - São Paulo (SP) • MICRO IC (011) 284-9116 - São Paulo (SP)



CP500/M,(80) a grande solução.

Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M80 agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como CalcStar*, dBase II*, WordStar* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M80 possui saída paralela para impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M80.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prológica.

Características	Sistema Operacional	
	SO-08	DOS 500
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas

Video 12'' fósforo verde com controle de intensidade
Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido
Interface para impressora paralela
Interface serial padrão RS232-C (opcional)
Freqüência de Operação: 2 Mhz
Unidade de som com controle de volume
Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla

CP
COMPUTADORES PESSOAIS
TECNOLOGIA PROLOGICA

* Marcas Registradas